SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

7

ELECTRONIC COMPONENTS
RADIO · TELEVISION · HI · FI
MILAN - LONDON - NEW YORK

AUTHORIZED DISTRIBUTOR
HI-FI IN TAPE RECORDING
TRUVOX
ALL TRANSISTOR
STEREO TAPE UNITS
TRUVOX LTD. - LONDON
DISTRIBUTED BY: GBC ELECTRONICS

ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD - AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

N. 7 - LUGLIO 1966

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE ★

FIVRE

Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmittenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V. -** 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2 V.** - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	**50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**5 portate:**	250 μA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	**4 portate:**	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	**2 portate:**	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistore di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)
CON LA PIU' AMPIA SCALA (mm 85 x 65)
Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !

INSUPERABILE!

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO
eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori
LIRE 10.500 !!
franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna
omaggio del relativo astuccio !!!

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18
MILANO - TEL. 531.554/5/6

Puntale per alte tensioni Mod. 18 « I.C.E. »

Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri TESTER 680 a 25.000 Volts c.c.
Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.
Il suo prezzo netto è di Lire 2.900 franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 « I.C.E. »

Per misure amperometriche in Corrente Alternata.
Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:
250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr. Prezzo netto Lire 3.980 **franco ns. stabilimento.**

Amperometro a tenaglia — Amperclamp

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 μA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: **Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) Iceo - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE (β) per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

Minimo peso: grammi 250
Minimo ingombro:
mm 126 x 85 x 28

PREZZO netto L. 6.900!
Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.

Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. Post. Gr. III

N. 7 - Luglio 1966

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza Castello n. 22 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M. S. Donato Milanese - Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: SODIP - Via Zuretti, 25 - Telefono 6884251 - Milano - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

RICEVITORE A COLORI

GLI STADI DEL COLORE

Vengono illustrate sommariamente le funzioni espletate dagli stadi caratteristici di un televisore a colori; e cioè dall'amplificatore di crominanza, dal rivelatore sincrono, dalla matrice, dalla linea di ritardo, dal circuito per il controllo di fase della sottoportante, dal circuito del « Killer » ed infine dai circuiti di convergenza.

Abbiamo in precedenza illustrato le principali differenze tra un ricevitore TV-BeN e un TV-C.Eccoci ora ad occuparci più diffusamente delle funzioni espletate dai singoli stadi della sezione cromatica di un TV-C. Abbiamo visto che dall'amplificatore F.I. il segnale per il colore perviene al cinescopio attraverso la sezione caratteristica del colore (fig. 2, 1ª parte N. 6). Il pilotaggio del cinescopio tricromico avviene quindi attraverso due « strade », quella del segnale di luminanza e quella del segnale di crominanza. La separazione di questi due segnali avviene nella parte

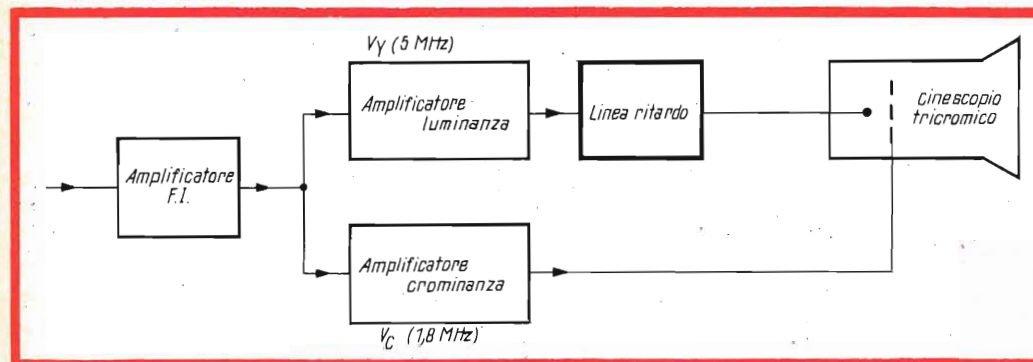



Fig. 3 - La linea di ritardo viene inserita nel canale attraversato dal segnale di luminanza per far sì che esso arrivi al catodo del cinescopio nello stesso istante in cui arrivano sulle griglie i segnali dei colori primari.

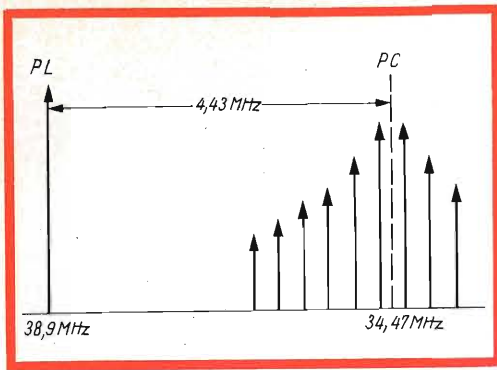



Fig. 4 - Valori della F.I. della portante di luminanza e della sottoportante.

finale dell'amplificatore F.I. Questi due segnali vengono amplificati separatamente. Il segnale di luminanza viene applicato ai catodi, il segnale di crominanza alle griglie del cinescopio tricromico. Le larghezze di banda di questi due segnali sono diverse; quella del segnale di luminanza è infatti circa 5 MHz, mentre quella del segnale di crominanza è circa 1,8 MHz. Per questo motivo questi segnali passando attraverso i relativi amplificatori avranno un differente **tempo di ritardo.** Il tempo di ritardo viene quindi a dipendere dalla larghezza di banda del relativo amplificatore ed in generale possiamo dire che esso è tanto più lungo quanto più stretta è la banda passante dell'amplificatore; approssimativamente si può dire che il tempo di ritardo è inversamente proporzionale alla larghezza di banda dell'amplificatore.

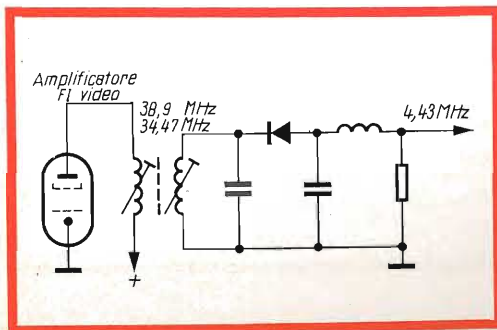



Fig. 5 - Schema di principio del rivelatore del segnale di crominanza.

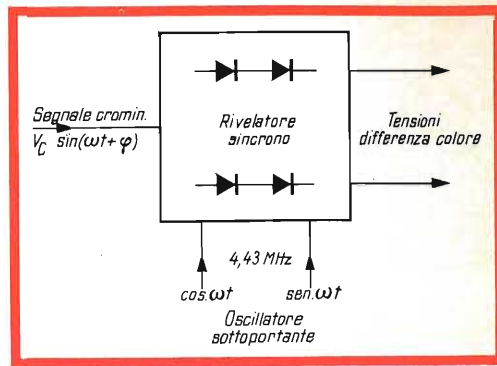



Fig. 6 - Schema semplificato del rivelatore sincrono.

Un amplificatore quindi con larghezza di banda di 1,8 MHz avrà un tempo di ritardo che sarà circa tre volte superiore a quello di un analogo amplificatore ma con larghezza di banda di 5 MHz. Siccome però i due segnali devono essere applicati agli elettrodi del cinescopio (al catodo il segnale di luminanza, alla griglia il segnale di crominanza) **nello stesso istante,** di qui la necessità di inserire nel percorso del segnale di luminanza (amplificatore video) una **linea di ritardo** (fig. 3). Se ciò non si verifica avremo una **sfasatura** tra segnale di crominanza e segnale di luminanza che si tradurrà in una alterazione dei primitivi colori trasmessi.

Prima di conoscere i compiti che deve svolgere tutto il canale di amplificazione del segnale di crominanza sarà bene vedere un po' com'è fatto il segnale che attraversa il canale stesso; tale canale come abbiamo già visto comprende: il rivelatore del segnale di crominanza, l'amplificatore del segnale di crominanza, il rivelatore sincrono, la matrice e termina sulle griglie del cinescopio.

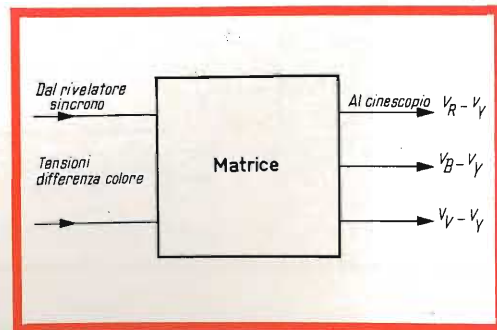



Fig. 7 - Schema semplificato della matrice.

Il segnale del colore

Il segnale video emesso da un trasmettitore per il colore è formato da:

1) il segnale di luminanza (V_Y)
2) il segnale di crominanza (V_C)
3) il segnale di sincronismo.

Questo segnale, dopo aver attraversato il selettore di canali e l'amplificatore FI viene rivelato dal rivelatore di crominanza: questa rivelazione produce una frequenza-differenza tra la portante video e le bande laterali della modulazione del colore. Siccome le bande laterali del colore sono disposte simmetricamente rispetto alla sottoportante (4,43 MHz) non trasmessa, dopo il rivelatore del segnale di crominanza avremo lo spettro della banda laterale del segnale di crominanza che si disporrà simmetricamente rispetto alla frequenza di 4,43 MHz. Dalla fig. 4 si può vedere come con una portante video FI di 38,9 MHz, la frequenza della sottoportante del colore si trova a 34,47 e simmetricamente intorno a quest'ultima si trovano le bande laterali della modulazione del colore. È noto che in un ricevitore TV-BeN, la frequenza intercarrier di 5,5 MHz è prodotta dal rivelatore video per battimento tra le portanti FI audio e video; alla stessa maniera si produce al rivelatore di crominanza, il segnale di crominanza con valore di 4,43 MHz come differenza tra la portante video e la sottoportante del colore; se poi questa sottoportante non viene in realtà trasmessa non ha alcuna importanza, dato che si ottengono alla stessa maniera le corrispondenti frequenze-differenze tra le bande laterali della sottoportante e la portante del segnale di luminanza.

In fig. 5 è riportato lo schema di principio del rivelatore di crominanza; come si vede esso è fatto allo stesso modo del conosciutissimo rivelatore video di un ricevitore TV-BeN.

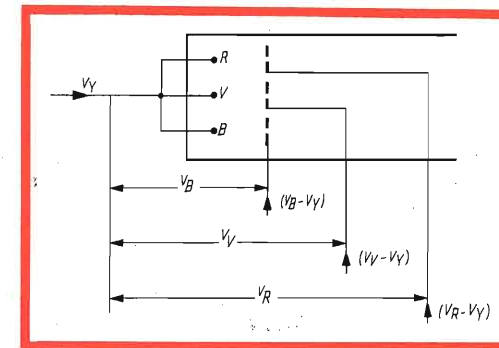



Fig. 8 - Come avviene il pilotaggio del cinescopio tricromico.

Al rivelatore di crominanza segue l'amplificatore di crominanza che ha il compito di amplificare le frequenze laterali simmetriche a 4,43 MHz, in modo da presentarle con sufficiente ampiezza al **rivelatore sincrono.** L'amplificatore di crominanza è fatto più o meno come l'amplificatore intercarrier audio a 5,5 MHz. È quindi un amplificatore a larga banda centrato sulla frequenza di 4,43 MHz. All'amplificatore di crominanza segue il rivelatore sincrono il quale effettua la vera rivelazione del segnale di crominanza, consentendo cioè di ottenere quelle tensioni differenze (B-Y e R-Y), che in trasmissione avevano modulato la sottoportante soppressa.

Il demodulatore sincrono e la matrice

Siccome il segnale di crominanza è formato dalle sole bande laterali e cioè dal prodotto della modulazione della sottoportante, per poter estrarre da esse i primitivi segnali di modulazione si dovrà nuovamente inserire questa sottoportante con frequenza e fase identiche a quelle della sottoportante soppressa al trasmettitore; questo è ciò che avviene nel demodulatore sincrono. Il funzionamento di questo importante circuito sarà l'oggetto di una prossima puntata in questa rubrica.

Il segnale d'uscita del demodulatore sincrono può contenere, a seconda del siste-

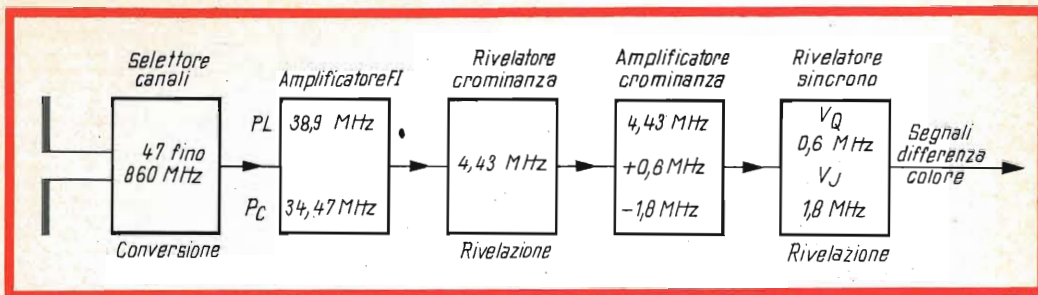



Fig. 9 - Cambiamenti di frequenza a cui è sottoposto il segnale di crominanza.

ma scelto sia i segnali I e Q sia i segnali differenza (R-Y)' e (B-L)'. In fig. 6 è riportato lo schema di principio del demodulatore sincrono. Il segnale di crominanza, V_c sen ($\omega t + \varphi$) viene applicato a due demodulatori sincroni identici. La fase della sottoportante applicata determina poi la natura della tensione-differenza all'uscita del demodulatore sincrono (ciò significa che ad un circuito demodulatore viene applicata una certa fase della sottoportante mentre la fase della stessa sottoportante applicata all'altra è stata ruotata di 90°, corrispondentemente avremo all'uscita i due segnali I e Q oppure i segnali differenza (R-Y)' e (B-Y)'.

Questi segnali di uscita del demodulatore sincrono vengono applicati ad una **matrice** nella quale vengono riottenute le tre tensioni dei segnali-differenze e cioè (V_R - V_Y), (V_B - V_Y), (V_V - V_Y).

Questo circuito-matrice è fatto alla stessa maniera di quello impiegato al trasmettitore e cioè con partitori di tensione diversamente dimensionati e tali da poter riottenere dalle tensioni-differenza prodotte dal demodulatore sincrono (V_I e V_Q oppure (V_R - V_Y)' e (V_B - V_Y)'), le tre tensioni anzidette che dovranno pilotare il cinescopio (fig. 7).

Queste tre tensioni-differenza vengono pertanto applicate alle tre griglie controllo del cinescopio mentre al catodo del medesimo viene applicata la tensione del segnale di luminanza V_Y. Dalla combinazione (somma algebrica) della tensione applicata al catodo e da quelle applicate alle griglie si ottengono le tensioni dei colori primari V_R, V_B e V_V che in definitiva risultano applicati tra catodo e griglie del cinescopio tricromico.

Cambiamenti di frequenza del segnale di crominanza in un TV-C

Se ora osserviamo da vicino il « cammino » fatto dal segnale di crominanza dall'antenna al cinescopio vedremo che esso ha subito tre cambiamenti di frequenza (fig. 9).

La portante **RF** del trasmettitore viene trasformata nel selettore di canali a causa della conversione di frequenza in portante video **FI**. La portante video viene ad avere la frequenza di 38,9MHz mentre la sottoportante assume la frequenza di 34,47 MHz. Dopo l'amplificazione F.I. la frequenza differenza di 4,43 MHz ottenuta dalla demodulazione della portante video e della sottoportante del colore, viene successivamente amplificata dall'amplificatore di crominanza. Questa seconda conversione di frequenza attuata dal demodulatore del segnale di crominanza può considerarsi una seconda F.I.

Nel demodulatore sincrono si riottengono mediante uno speciale raddrizzamento il segnale « B.F. » del colore, corrispondente e identico a quello proveniente dall'uscita della telecamera al trasmettitore. Il segnale Q comprende frequenze fino a 600 MHz, il segnale I contiene invece frequenze fino a 1,8 MHz.

L'oscillatore della sottoportante e il killer

Gli altri stadi caratteristici del colore sono: l'oscillatore della sottoportante, il discriminatore di fase, il killer (bloccaggio automatico della sezione del colore) e gli stadi per la convergenza.

L'oscillatore della sottoportante è formato da un circuito oscillante a quarzo con frequenza di 4,43 MHz. Un circuito discriminatore fa si che questo oscillatore abbia non solo la stessa frequenza ma anche **la stessa fase** di quello del trasmettitore. Al discriminatore perviene anche un treno di oscillazioni (burst) provenienti dall'oscillatore del trasmettitore le quali comparate con quelle dell'oscillatore locale danno alla uscita del discriminatore una tensione che tramite una valvola a reattanza fa appunto si che l'oscillatore locale abbia la stessa fase di quello del trasmettitore. È lo stesso circuito impiegato per controllare l'oscillatore orizzontale, dei ricevitori TV-BeN. In fig. 10 è indicato il principio di funzionamento.

Quando il ricevitore TV-C riceve un'emittente in bianco e nero oppure quando viene a mancare il « burst » di un emittente a colori, tutto il canale di crominanza viene bloccato da un cosiddetto circuito « uccisore del colore » (killer). Il cinescopio viene allora pilotato soltanto dal segnale applicato al catodo (V_Y) producendo quindi sullo schermo il solo segnale di luminanza e cioè un'immagine in bianco e nero.

Come appare evidente dalla fig. 11, il circuito del « killer » viene pilotato e reso efficiente solo quando nel segnale di crominanza è presente il burst.

Quando manca il burst, il circuito del killer produce una tensione negativa che blocca l'amplificatore di crominanza. Questa tensione negativa è prodotta dal raddrizzamento degli impulsi di ritorno di riga. Molte volte questo circuito viene usato per produrre una tensione negativa (C.A.G.) che regolando l'amplificazione dell'amplificatore di crominanza produce una certa costanza nella saturazione dei colori.

I circuiti di convergenza

Oltre agli stadi precedentemente descritti necessari per il pilotaggio del cinescopio tricromico, sono necessari in un TV-C i cosiddetti **circuiti di convergenza.** Siccome il cinescopio tricromico possiede tre cannoni è necessario che i tre raggi di elettroni da essi prodotti **si intersechino** in qualunque foro della maschera. In assenza di questi circuiti questa condizione a causa della forma piatta della maschera si verifica solo nei punti centrali della maschera. Per far si che anche nei fori periferici della maschera si verifichi la predetta conver-

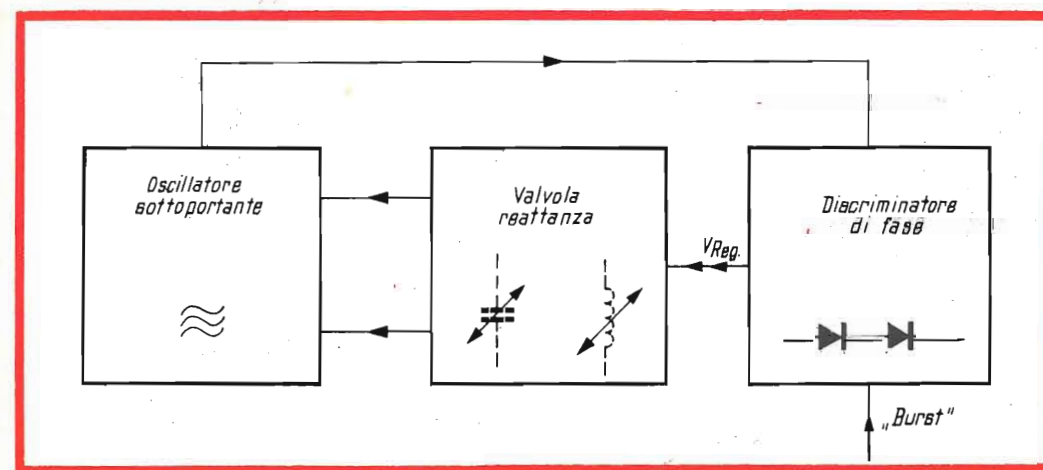



Fig. 10 - Principio di funzionamento del circuito impiegato per il controllo di fase della sottoportante.

Fig. 11 - Produzione della tensione per il bloccaggio dell'amplificatore di crominanza (circuito del « killer » del colore).

genza dei tre raggi di elettroni, è necessario aggiungere ai normali campi magnetici di deflessione verticale e orizzontale, campi magnetici aggiuntivi prodotti appunto dai circuiti di convergenza i quali realizzano la condizione innanzidetta.

Conclusione

Se si paragona il circuito elettrico di un ricevitore TV-BeN con un ricevitore TV-C, si vede che in quest'ultimo si conservano tutti i circuiti fondamentali usati in un ricevitore TV-BeN. In un TV-C sono stati aggiunti in più solo quei circuiti che provvedono al pilotaggio e al corretto funzionamento del cinescopio tricromico. Compito di questi stadi è quello di estrarre dal segnale del colore **opportunamente manipolato per motivi di compatibilità**, i primitivi segnali dei colori primari del blu, del rosso e del verde come vennero forniti dalla telecamera, e applicarli al cinescopio tricromico. In più sono stati aggiunti i circuiti di convergenza che provvedono a far incontrare (**convergere**) i tre raggi di elettroni non solo in corrispondenza dei fori al centro della maschera ma anche in quelli posti ai lati.

L.C.

contrasto e occhio umano

distorsione di ampiezza e di fase

le lenti elettroniche e il cinescopio

Nella presente puntata si descrive l'andamento del contrasto e della luminosità in funzione dell'illuminazione dell'ambiente, gli errori di ampiezza e di fase ed infine di funzionamento di un normale cinescopio.

Il campo di luminosità dell'occhio (in media formato da 10 gradazioni di grigio tra il nero e il bianco) deve essere sfruttato nell'immagine televisiva in modo da poter individuare tutte le sfumature dell'immagine trasmessa. Nella fig. 37 si vuole mettere in evidenza il funzionamento della regolazione del contrasto e della luminosità. Questa figura riporta le curve caratteristiche Va/Vg 1 della finale video per 2 posizioni del regolatore del contrasto Vg 2 I e Vg 2 II, e inoltre le curve caratteristiche Ik/Vk del cinescopio AW59-11W per 2 posizioni del regolatore della luminosità Vg 1 I e Vg 1 II. La corrente del cinescopio Ik è riportata su scala logaritmica a causa dell'impressione di luminosità prodotta dalla corrente del raggio del cinescopio. Siccome la tensione catodica Vk del cinescopio è identica alla tensione anodica Va-video della finale video, succederà che una variazione della regolazione del regolatore della luminosità e quindi una variazione della polarizzazione di griglia del cinescopio, avrà come conseguenza lo spostamento parallelo della curva caratteristica Ik. Il segnale prodotto dal rivelatore video contiene in questo caso tre gradazioni e cioè il nero, il grigio, il bianco e inoltre l'impulso di sincronismo. Con le caratteristiche per le condizioni rispettivamente di Vg 2 I e Vg 2 II si ottiene pertanto la corrente del raggio b. Il livello del nero produrrà quindi

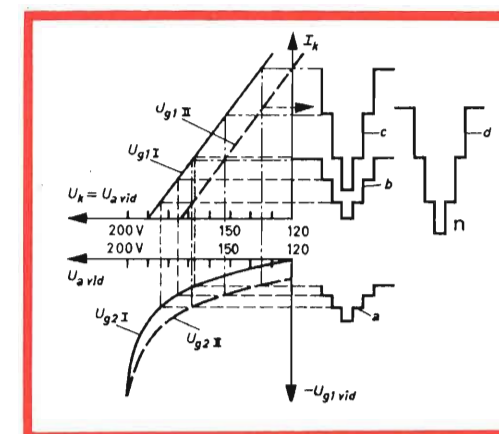



Fig. 37 - Regolazione del contrasto e della luminosità con diverse illuminazioni dell'ambiente. n = nero normale.

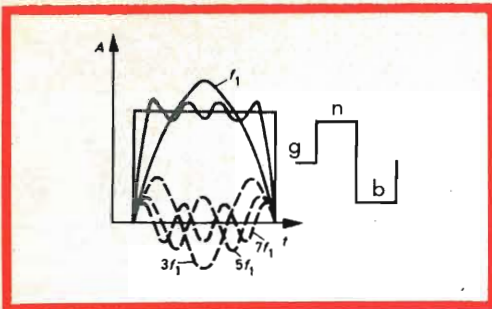



Fig. 38 - Composizione di un impulso di tensione rettangolare; si notino l'onda fondamentale e le armoniche di ordine dispari. n = nero, g = grigio, b = bianco.

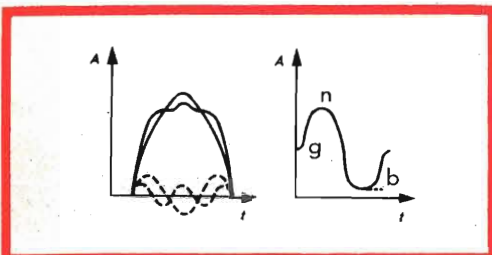



Fig. 39 - Mancanza di incisione. L'ampiezza delle armoniche è scarsa oppure si ha una mancanza completa delle armoniche.

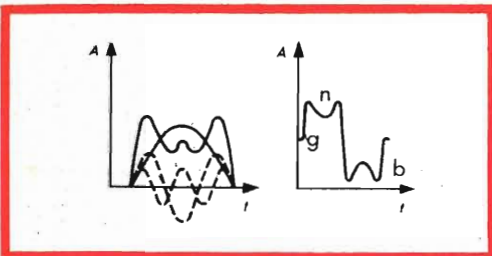



Fig. 40 - Effetto di rilievo. L'ampiezza della fondamentale è troppo piccola.

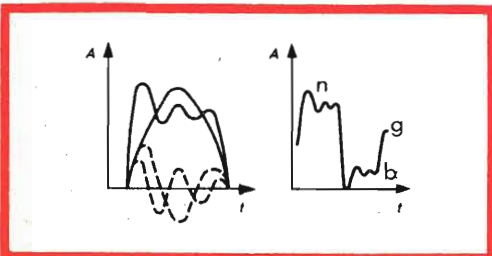



Fig. 41 - Effetto di plasticità. È dovuto ad oscillazioni smorzate.

un minimo valore della corrente del raggio (nero normale).

Se questa condizione dovesse essere mantenuta anche con il televisore in piena luce del giorno avverrebbe che i punti neri dell'immagine apparirebbero già grigi e parimente apparirebbero grigi anche i punti più luminosi dell'immagine: l'immagine pertanto apparirebbe sbiadita. Si sarebbe quindi costretti ad aumentare il contrasto (curva caratteristica per Vg 2 II della fig. 37). In conseguenza di ciò avremo per la corrente del raggio un impulso e. Nonostante ciò, i punti neri dell'immagine apparirebbero ancora grigi.

Errori di fase e di ampiezza

Per avere una riproduzione perfetta dell'immagine trasmessa sullo schermo del cinescopio è necessario che tutta la catena di amplificazione possa riprodurre senza alcuna deformazione un impulso di tensione a forma rettangolare. Un tale impulso corrisponde al passaggio netto tra il bianco e il nero. Un impulso di tensione a forma rettangolare è formato, com'è noto, da un'onda fondamentale e da tutte le rispettive armoniche di numero dispari (fig. 38). In queste condizioni, l'ampiezza dell'impulso rettangolare sta in rapporto con l'ampiezza dell'onda fondamentale come $\pi : 4$. L'ampiezza delle armoniche tende a diminuire a seconda del rapporto di frequenza con l'onda fondamentale.

Mancanza di incisione

Quando l'ampiezza delle armoniche è troppo piccola rispetto a quella fondamentale oppure quando le armoniche mancano del tutto, l'impulso rettangolare risulta arrotondato agli spigoli (fig. 39); l'immagine è in questo caso « sfumata ».

Effetto di rilievo

Quando invece è piccola l'ampiezza dell'onda fondamentale, il « tetto » dell'impulso rettangolare diventa concavo (fig. 40) e l'immagine assume un aspetto di rilievo. In conseguenza di ciò ai bordi di una superficie grigia si forma un bordo nero mentre all'estremità di una superficie chiara si formerà un bordo più bianco.

Plasticità

Quando le armoniche iniziano una forte oscillazione che poi tende a diminuire (fig. 41), l'immagine presenta un effetto di plasticità. Sul margine sinistro di una immagine si formerà un bordo nero mentre sul bordo destro di un'immagine chiara si formerà un bordo più bianco.

Sbandieramento

Quando tra l'onda fondamentale e le armoniche si produce uno spostamento di fase, il tetto dell'impulso rettangolare tende a decrescere oscillando alla frequenza delle armoniche (fig. 42). Su una zona grigia dell'immagine si notano, a partire dal bordo, dei chiariscuri decrescenti, mentre in una zona chiara si notano delle crescenti ombreggiature.

Le lenti elettroniche del cinescopio

Quando due piastre metalliche aventi differente potenziale vengono poste vicine l'una all'altra viene a formarsi nello spazio che le separa un « gradiente » di tensione. Dentro a questo spazio si formano cioè numerose superfici (teoricamente infinite) aventi ognuna uno stesso valore di potenziale; sono le cosiddette **superfici equipotenziali** (fig. 43a).

Se un elettrone si muove in questo campo elettrico in direzione ad angolo retto rispetto a questi piani equipotenziali esso viene accelerato e la sua velocità tende ad aumentare. Se lo stesso elettrone però non si dirige ad angolo retto verso queste superfici equipotenziali succederà che a causa dell'accelerazione in senso ortogonale esso cambierà anche la sua direzione di moto (fig. 43b). Anche in questo caso, come per le lenti ottiche, vale la relazione $\operatorname{sen}\alpha/\operatorname{sen}\beta = v_2/v_1$ dove v_1 e v_2 indicano le velocità che l'elettrone possiede prima e dopo il passaggio attraverso le superfici equipotenziali.

Dando alle due precedenti piastre metalliche un'opportuna forma è possibile incurvare le superfici equipotenziali in modo da far produrre ad esse sull'elettrone che le attraversa lo stesso effetto che producono su un raggio di luce le normali lenti di vetro. Se le superfici equipoten-

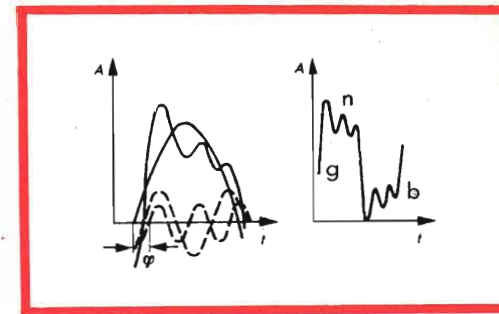



Fig. 42 - Sbandieramento. È dovuto a spostamento di fase tra onda fondamentale e armoniche.

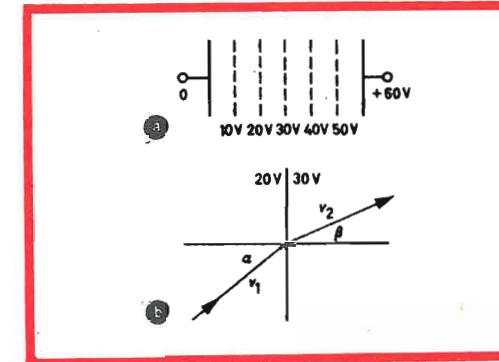



Fig. 43 - a) campo elettrico con superfici equipotenziali; b) variazione di direzione di un raggio di elettroni.

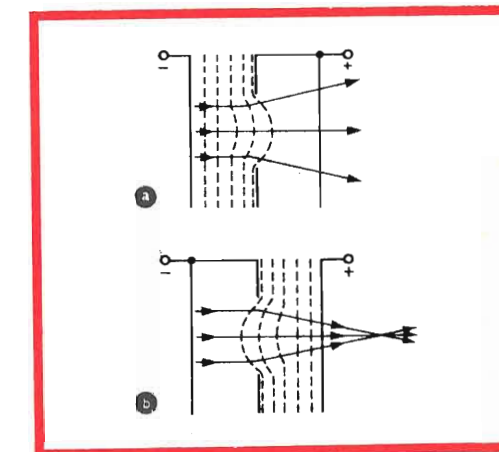



Fig. 44 - Lenti elettroniche; a) lente divergente; b) lente convergente.

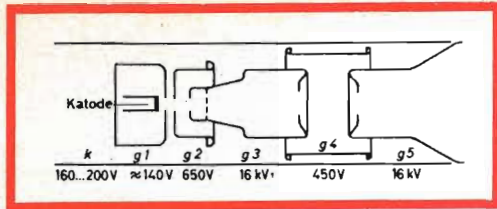



Fig. 45 - Sistema elettrodico di un cinescopio.

ziali sono incurvate in direzione del potenziale più elevato avremo una **lente** concava (fig. 44a); se invece le superfici equipotenziali risultano incurvate verso valori di potenziali più bassi avremo una **lente convessa** (fig. 44b). La curvatura delle superfici equipotenziali e quindi il cambiamento di direzione del raggio di elettroni dipendono dal valore più o meno elevato del potenziale. Questa è una

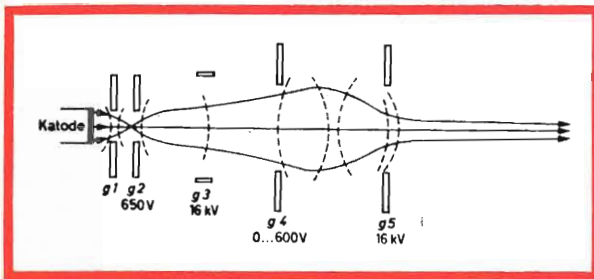



Fig. 46 - Cammino di un raggio di elettroni all'interno di un cinescopio.

caratteristica esclusiva delle lenti elettroniche. Mentre infatti la distanza focale di una lente ottica dipende dal taglio del vetro e quindi dalla forma particolare della lente stessa, la distanza focale delle lenti elettroniche non è fissa ma può essere variata a piacere semplicemente variando i valori della tensione applicata.

Il cammino del raggio di elettroni in un cinescopio

In un cinescopio non si desidera mettere a fuoco sullo schermo la superficie del catodo ma piuttosto si fa di tutto affinché tutti gli elettroni che partono dal catodo possano colpire un **unico punto** dello schermo del cinescopio. Il sistema elettronottico dovrà quindi essere dimensionato in modo da raggiungere questo scopo. Dopo la superficie piana del catodo seguono la griglia di comando g1 (cilindro di Wehnelt) e la griglia schermo g2; la loro forma è a disco o a cilindro chiuso da una parte con un foro al centro (fig. 45). In conseguenza della forma di questi elettrodi, i vari raggi di elettroni si incontreranno tutti in un punto situato nelle vicinanze del foro della griglia schermo. In questo punto il fascetto possiede la sua più ridotta sezione; ed è proprio questo punto che mediante le successive lenti elettroniche dovrà essere prodotto sullo schermo del cinescopio. Queste lenti elettroniche sono formate da g3 (I anodo), g4 (elettrodo focalizzatore) e g5 (II anodo). Sui due anodi è presente un'alta tensione pari a 16 kV mentre l'elettrodo focalizzatore riceve appena 450 V. La tensione di questo elettrodo viene regolata mediante R 397 (fig. 35). In questa maniera si vengono a variare le superfici equipotenziali della lente elettronica e quindi anche la sua distanza focale.

In fig. 46 sono indicate alcune superfici equipotenziali e alcuni raggi di elettroni. Solo il raggio centrale risulta accelerato. Tutti gli altri raggi vengono rifratti in modo da colpire tutti uno stesso punto sullo schermo del cinescopio. Oltre a ciò il raggio di elettroni viene deflesso. Siccome inoltre la superficie dello schermo non è perfettamente sferica (assumendo come raggio il fascetto di elettroni), la messa a fuoco del raggio di elettroni su questo schermo sarà un compromesso. In genere si fa in maniera che la massima focalizzazione del fascetto di elettroni si abbia fino ad 1/3 del bordo del cinescopio partendo dal centro del medesimo.

L. C.

TRANSISTOR NPN e PNP

ACCOPPIAMENTO A TRASFORMATORE
AMPLIFICATORE IN CORRENTE CONTINUA

Vengono brevemente illustrati i pregi e gli inconvenienti dei vari sistemi di accoppiamento nonché le brillanti soluzioni offerte dall'impiego nello stesso amplificatore di transistor PNP e NPN.

Abbiamo studiato fino ad ora il funzionamento di un transistor tipo NPN montato in un circuito con emettitore comune, vale a dire in uno stadio amplificatore nel quale l'emettitore è comune al circuito d'ingresso e a quello di uscita. Ma è ovvio che in un simile circuito può essere montato anche un transistor PNP. È necessario tener presente un solo fatto fondamentale: sia nei transistor NPN che in quelli PNP, **la giunzione base-emettitore deve essere polarizzata in senso diretto mentre la giunzione base-collettore deve essere polarizzata in senso inverso.** Ciò significa che quando si usa un transistor PNP, la **base** deve essere negativa rispetto all'emettitore e il **collettore** deve essere ancora più negativo rispetto alla base. Queste polarità si possono osservare nello stadio amplificatore RC equipaggiato con transistor PNP. Si osservi subito come queste polarità sono opposte a quelle applicate nei transistor NPN trattati in precedenza.

Come si può osservare, a parte la tensione di alimentazione di segno negativo (ottenibile invertendo semplicemente la batteria) la configurazione circuitale degli stadi è identica.

Nei transistor NPN abbiamo, in precedenza studiato, le varie tecniche di stabilizzazione del punto di lavoro le quali, per quanto detto sopra, valgono anche per i transistor PNP. Anche lo studio grafico della retta di carico, fatta a suo tempo (1) per i tipi NPN vale naturalmente per i tipi PNP.

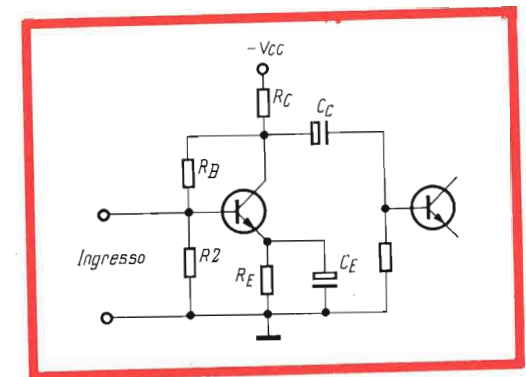



Fig. 16 - Stadio amplificatore con accoppiamento RC equipaggiato con un transistor PNP.

(1) Selezione Radio TV N. .....

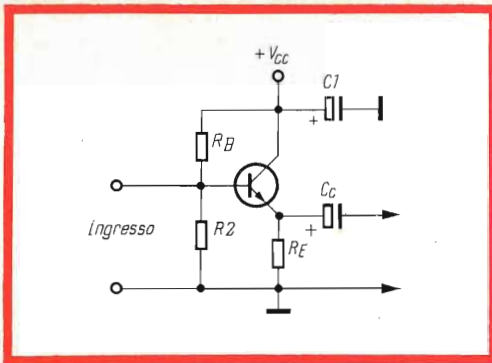



Fig. 17 - Stadio con collettore comune.

L'accoppiamento R.C. in uno stadio con base comune

Quando abbiamo studiato il funzionamento di uno stadio con emettitore comune a cui seguiva un altro stadio amplificatore accoppiato mediante resistenza e capacità (RC), abbiamo visto che non si riusciva ad ottenere il massimo guadagno a causa del mancato perfetto adattamento tra carico e resistenza di uscita del transistor: ciò era dovuto all'influenza dello stadio successivo sul carico. Come si ricorderà, l'impedenza di uscita di uno stadio a emettitore comune si aggira sui 20 kΩ mentre il resistore di carico non può superare i 2 kΩ a causa dell'impedenza d'ingresso dello stadio successivo che viene a porsi in parallelo al carico stesso. Anche in queste condizioni si poteva ottenere un guadagno di tensione (A_e) che però era inferiore al guadagno in corrente (A_i).

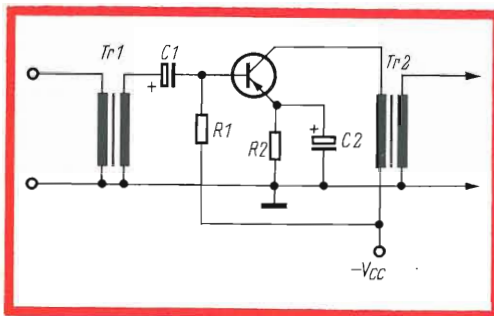



Fig. 18 a - Stadio amplificatore con accoppiamento a trasformatore. (La tensione di polarizzazione della base è inserita in parallelo al segnale d'ingresso).

Il guadagno di tensione (A_e) ottenibile era in ogni caso uguale a

$$A_e = A_i \frac{R_L}{r_i}$$

In uno stadio con base comune le condizioni sono ancora peggiori. La resistenza di uscita di un simile stadio è, come abbiamo visto (2), dalle cinque alle dieci volte più elevata del corrispondente stadio a emettitore comune. La resistenza d'ingresso dello stadio che segue (con base comune) è infatti molto più bassa (dai 30 ai 200 Ω). **L'adattamento** è quindi impossibile; la resistenza di carico in condizioni di funzionamento (in c.a.) verrebbe ad assumere lo stesso valore della resistenza di ingresso dello stadio successivo. Se poi consideriamo che il guadagno in corrente (A_i) di uno stadio con base comune è inferiore all'unità, dobbiamo concludere che anziché avere all'uscita un guadagno avremo una perdita di tensione. Questo è il motivo per cui con l'accoppiamento RC non si usa mai il transistor montato con base comune.

L'accoppiamento RC in uno stadio con collettore comune

In un convenzionale stadio amplificatore RC a valvola, **la controreazione di corrente** si ottiene eliminando il condensatore in parallelo al resistore catodico. La percentuale di controreazione viene incrementata in questo caso sia aumentando il valore del resistore catodico, sia riducendo il resistore di carico. Per avere una controreazione del 50% il resistore catodico e quello di anodo devono essere uguali. Il 100% di controreazione si ottiene eliminando del tutto il carico anodico, bypassando a massa l'anodo e prelevando l'uscita agli estremi del resistore catodico. Questo circuito non è altro che il noto « cathode follower ». Si tenga presente ad ogni modo che agli effetti dei segnali alternati l'anodo si trova a potenziale di massa. Questo è il motivo per cui tale circuito viene chiamato anche « con anodo a massa ».

Questa configurazione circuitale della valvola trova corrispondenza nel circuito a transistor con « collettore comune ». Uno stadio con emettitore comune può essere trasformato in uno stadio con collettore comune alla stessa maniera con cui in precedenza abbiamo trasformato lo stadio a valvola normale in uno stadio « cathode follower », e cioè eliminando per la valvola il resistore nel circuito anodico e per il transistor il resistore nel circuito del collettore. Applichiamo questa metamorfosi al circuito di fig. 15.

1. Togliamo il resistore R_c e cortocircuitiamo a massa il collettore mediante il condensatore C_1.

2. Trasferiamo il collegamento di uscita sull'emettitore.

3. Togliamo il condensatore di bypass C_E.

Otterremo in questa maniera il circuito di fig. 17.

Siccome in uno stadio con collettore comune la controreazione ha il valore del 100%, il valore massimo del guadagno in tensione s'avvicinerà all'unità. Sembrerebbe allora che il comportamento di questo circuito non fosse diverso da quello di uno stadio con base comune e con accoppiamento RC. Si tenga presente però che il circuito con collettore comune ha un valore elevato dell'impedenza d'ingresso (da 3000 Ω a 1 MΩ) e un basso valore dell'impedenza di uscita (da 35 a 5000 Ω). Questa configurazione circuitale quindi (come l'analoga valvola, cathode follower) può essere impiegata per « isolare » due stadi e cioè per impedire che il secondo « carichi » il primo oppure per « adattare » due impedenze di valore diverso. È possibile infatti ricavare il massimo guadagno di tensione da uno stadio con base comune (accoppiato RC al successivo) qualora tra esso e il successivo venga inserito uno stadio dove il transistor è montato con collettore comune (emitter follower).

Fig. 18 b - Stadio amplificatore con accoppiamento a trasformatore (la tensione di polarizzazione della base è inserita in serie al segnale d'ingresso.

L'accoppiamento mediante trasformatore

Da un transistor amplificatore si ricava il massimo guadagno quando si riesce ad ottenere il perfetto adattamento con lo stadio che segue (o semplicemente con il carico applicato).

Questo adattamento perfetto come abbiamo visto non si riesce ad ottenere mediante accoppiamento RC. È però possibile ottenerlo con l'accoppiamento mediante trasformatore. Siccome l'impedenza d'ingresso in un transistor è più bassa dell'impedenza di uscita il trasformatore dovrà essere in « discesa ».

Impiegando trasformatori ben dimensionati è possibile ricavare da stadi con base comune il massimo guadagno ed avere una buona stabilità. Questa configurazione circuitale ha però l'inconveniente di ri-

chiedere batterie o sorgenti di tensione separate per la polarizzazione dell'emettitore e del collettore. Per questi motivi si preferisce impiegare la configurazione con emettitore in comune.

La tensione di polarizzazione per la base può essere inserita in uno stadio con emettitore comune con accoppiamento a trasformatore **in serie o in parallelo** al segnale da amplificare. Nella fig. 18a è riportato un esempio di polarizzazione in parallelo al segnale applicata ad uno stadio singolo amplificatore equipaggiato con un transistor PNP. Siccome la resistenza del secondario del trasformatore è molto bassa, il condensatore C_1 può avere un valore di capacità elevato (10 µF) e in que-

L'accoppiamento diretto

I metodi di accoppiamento sopra descritti non sono adatti quando si desidera-no amplificare frequenze molto basse oppure quando si desiderano amplificare segnali complessi nei quali è necessario mantenere la componente continua. In questi casi non sono ammissibili elementi capacitivi (accoppiamento RC) o elementi induttivi (accoppiamento a trasformatore). La soluzione a siffatti problemi è offerta dal cosiddetto amplificatore con accoppiamento diretto. Un simile circuito è illustrato dalla fig. 19.

Si noti come in ciascun stadio la base sia **positiva di 0,2 V rispetto all'emettitore**

Fig. 19 Amplificatore con stadi accoppiati direttamente (in c.c.).

sta maniera si viene a mantenere buona la risposta alle basse frequenze. Il resistore R_1 stabilisce il valore della corrente di polarizzazione di base (punto di lavoro) mentre R_2-C_2 producono una reazione in c.c. che tende a stabilizzare la corrente di base e quindi a mantenere fisso il punto di lavoro nonostante intervengano variazioni di temperatura.

Nel circuito di fig. 18b, il segnale viene applicato in serie alla tensione di polarizzazione di base. I transistor sono NPN. I partitori di tensione R_1-R_2 e R_4-R_5 permettono di ottenere una migliore stabilizzazione del punto di lavoro. Dato il miglior adattamento reso possibile mediante l'accoppiamento a trasformatore, questo amplificatore a due stadi consente di ottenere un guadagno superiore a quello ottenibile con un amplificatore a tre stadi accoppiati mediante RC.

e che il collettore sia a sua volta **positivo rispetto alla base** nella misura di 10 V.

Si osservi ancora come la tensione sul collettore del secondo transistor, abbia rispetto a massa, un valore doppio di quella nel primo stadio.

Gli amplificatori con accoppiamento diretto a transistor presentano pressappoco gli stessi pregi ed inconvenienti degli analoghi a valvole. Per esempio, se nel circuito di fig. 19 si dovesse inserire un terzo stadio, la tensione di polarizzazione di base di questo stadio dovrebbe avere il valore di circa + 22 V; la tensione sul collettore dovrebbe avere il valore di circa + 32 V (per avere sempre la stessa tensione V_{CB}); oltre a ciò dovrebbe essere aumentata anche la tensione di alimentazione per consentire la necessaria caduta su R_2.

Siccome nel circuito d'ingresso dei transistor circola corrente, ciò può consentire

Fig. 20 - Amplificatore in c.c. impiegante transistor NPN e PNP.

una semplificazione in questi amplificatori. In fig. 19, il resistore R_1 rappresenta infatti il ritorno comune sia per la corrente del collettore di V_1 sia per la corrente di base di V_2. Se il transistor V_2 è di potenza, è possibile regolare il suo punto di lavoro in modo che il valore della corrente di collettore di V_1 corrisponda al valore della corrente di base di V_2 e allora R_1 può essere omessa.

La possibilità di poter disporre di transistor NPN e PNP i quali, come abbiamo visto, richiedono tensioni di polarizzazione di base e di collettore di segno opposto, è di grande utilità per il progetto di amplificatori ad accoppiamento diretto in quanto consente di ridurre il valore della tensione di alimentazione. In fig. 20 sono riportati due stadi amplificatori ad accoppiamento diretto uno equipaggiato con un transistor NPN e l'altro con un transistor PNP. Il primo stadio (NPN) è identico a quello di figura 19. È stato solo ritoccato il valore di alcuni componenti in modo da riottenere i valori di tensione necessari.

Si noti come in ogni transistor la tensione base-collettore è circa 10 V con una tensione di alimentazione di soli 22 V. Nel secondo transistor anziché aumentare rispetto massa la tensione sul collettore, si deve (a causa della presenza del transistor PNP) abbassarle.

Purtroppo, questa brillante soluzione della tensione di alimentazione non risolve tutti i problemi connessi con il progetto di un amplificatore con accoppiamento diretto (in c.c.). C'è il problema della stabilità del punto di lavoro (tolleranze dei parametri, variazione della temperatura) che nel caso di questi amplificatori diventa ancora più problematica e impedisce la realizzazione di amplificatori in c.c. a più stadi. Questo è il motivo per cui generalmente gli amplificatori in c.c. non hanno più di due stadi.

L. C.

Sistemi per l'elaborazione dei dati, hanno simulato ed analizzato le reazioni chimiche del sangue a vari fattori durante gli interventi chirurgici, molto più rapidamente, più economicamente e con maggiore precisione che con i convenzionali mezzi di laboratorio.

I calcolatori sono stati altresì impiegati per l'analisi di enormi quantità di dati, allo scopo di tentare di scoprire le cause associate alle malattie di cuore e le condizioni di vita che assicurano una valida difesa contro i disturbi cardiaci.

Il calcolatore è in grado di compiere in cinque minuti i 70 milioni di calcoli necessari ad analizzare i mutamenti, in particolari condizioni, nella concentrazione di 56 costituenti del sangue.

Nel corso di un confronto riguardante 1000 analisi tra le risposte fornite dal calcolatore ed i risultati ottenuti in laboratorio, il sistema non ha fornito mai un risultato sbagliato. In tutti i casi in cui i due risultati non concordavano, fu possibile attribuire l'errore al laboratorio.

Per analizzare la reazione chimica di un campione di sangue, in particolari condizioni, il calcolatore impiega 5 minuti, mentre i medici di laboratorio dovrebbero lavorare parecchie ore per portare a termine la stessa analisi.

AMPLIFICATORI BF SENZA TRASFORMATORE

Si descrive brevemente il funzionamento degli stadi di uscita simmetrici (push-pull) in serie, equipaggiati con una coppia di transistori complementari. Detta coppia di transistori permette di costruire degli amplificatori di bassa frequenza compatti di alta qualità e senza trasformatori. Nel corso dell'articolo si descrivono diversi circuiti per varie potenze d'uscita.

Come complemento dei transistori p-n-p è interessante disporre di transistori di polarità opposta, vale a dire di transistori n-p-n. A partire da questa simmetria complementare delle proprietà elettriche dei transistori, si possono progettare dei circuiti molto interessanti. Nella gamma delle basse frequenze, tali montaggi offrono la possibilità di costruire degli amplificatori simmetrici in serie, senza trasformatore di pilotaggio ne trasformatore di uscita. In questo modo, la distorsione può essere diminuita, il numero dei componenti, le dimensioni e il peso dell'amplificatore vengono ridotti e la curva di risposta in frequenza viene notevolmente aumentata.

A questo scopo viene scelta una coppia di transistori complementari al germanio tipo AC 127/132 vale a dire un transistore p-n-p, tipo AC 132, e un transistore n-p-n tipo AC 127.

Descriviamo il principio di funzionamento e il progetto di uno stadio complementare e quindi daremo la descrizione di alcuni circuiti pratici di facile realizzazione.

Generalità

Un preamplificatore push-pull abituale, con dei transistori di uscita della stessa polarità, esige due segnali d'ingresso di fase opposta. Nella maggior parte dei casi, queste due tensioni d'ingresso si ottengono per mezzo di un trasformatore di pilotaggio che allo stesso tempo, offre la possibilità di ottenere un guadagno ottimo dello

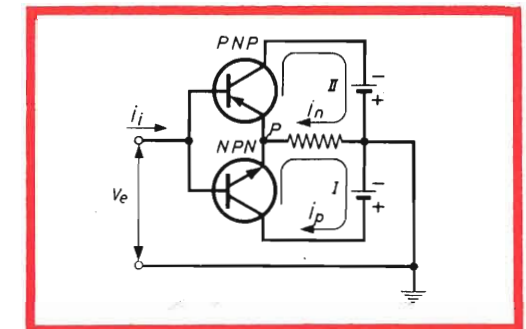



Fig. 1 - Circuito base di uno stadio di uscita complementare.

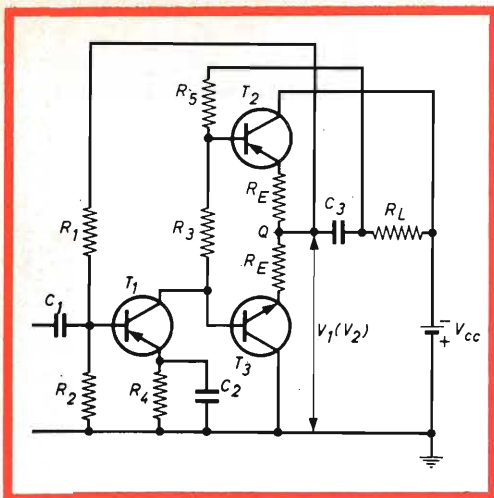



Fig. 2 - Stadio di uscita complementare funzionante con una sola batteria.

stadio pilota. Quindi, questo metodo impiegato per ottenere delle fasi opposte presenta diversi inconvenienti che devono essere attribuiti al trasformatore pilota:

1) a causa delle perdite nel rame, gli avvolgimenti primario e secondario dissipano una parte della potenza alternata di pilotaggio;
2) la curva di risposta in frequenza, ai limiti superiore e inferiore della gamma delle frequenze audio, è influenzata, rispettivamente dall'induttanza ripartita, (così come la capacità ripartita) e l'autoinduttanza primaria del trasformatore;
3) le proprietà magnetiche non ideali del nucleo introducono una distorsione.

Questi inconvenienti hanno condotto alle ricerche della possibilità di sopprimere il trasformatore pilota. Una soluzione economica e molto interessante consiste nell'utilizzare dei transistori p-n-p e n-p-n in montaggi a simmetria complementare. Di conseguenza sopprimendo il trasformatore pilota, che è l'elemento di adattamento, l'amplificatore diventerà necessariamente meno sensibile e sarà necessario, nella maggior parte dei casi, l'adozione di uno stadio di amplificazione supplementare, al fine di ottenere una sensibilità soddisfacente.

Principio di funzionamento di uno stadio di uscita complementare

In fig. 1 è illustrato il montaggio di base di uno stadio di uscita complementare. Per semplificare l'aspetto, gli elementi necessari alla messa a punto in regime continuo sono stati soppressi sullo schema. Si suppone che i transistori funzionino in classe B.

Durante l'alternanza positiva della tensione d'ingresso, V_c, il transistore n-p-n è conduttore e il transistore p-n-p è bloccato: così una corrente i_p attraversa la resistenza di carico R_c secondo la direzione della freccia I. Durante l'alternanza negativa della tensione d'ingresso, il transistore p-n-p è conduttore e una corrente i_n attraversa la resistenza di carico R_L nella direzione della freccia II. Il transistore n-p-n è allora bloccato. Le due correnti si «seguono» dunque nella resistenza di carico.

Fig. 3 - Funzionamento dello stadio a transistori complementari. Escursione della tensione alternata sugli emettitori.

Funzionamento con una sola batteria

Nel funzionamento con una sola batteria come mostra la fig. 2, una estremità della resistenza di carico R_L è collegata, attraverso un condensatore C_3, agli emettitori comuni (punto Q) dei transistori di uscita. La tensione continua V_1, nel punto Q, è circa la metà della tensione di alimentazione. La potenza massima di uscita dipende dalle caratteristiche massime dei transistori (come: la corrente di picco del collettore, la dissipazione di potenza nel collettore e la tensione al ginocchio V_{CEK}), dall'impendenza di carico R_L e dalla tensione di alimentazione V_{cc}.

Lo stadio pilota è accoppiato direttamente ai transistori di uscita; la resistenza di collettore R_5 del transistore pilota è collegata a quella delle estremità del carico che non è più collegato a massa. In questo modo, la corrente attraverso R_5 (che porta a una perdita del segnale) è ridotta perché la tensione ai capi di R_5 rappresenta solamente la tensione di base del transistore di uscita. Se R_5 è collegata all'alimentazione, è la tensione base-collettore che apparirà ai capi di R_5. Ad ogni variazione di temperatura o di transistori, la stabilità dello stadio pilota e dello stadio di uscita, si ottiene con l'applicazione di una controreazione, in corrente continua, sugli emettitori dei transistori di uscita e la base del transistore (nel mezzo della resistenza R_1) e con l'inserzione delle resistenze di emettitore R_E.

Per diminuire la distorsione d'incrocio, i transistori di uscita devono essere polarizzati per fornire una corrente di emettitore di riposo di qualche milliampere. Se i transistori di uscita hanno la stessa polarità, si potrà ottenere questa corrente di riposo applicando, in rapporto alla tensione di emettitore, una debole tensione di base negativa.

Di conseguenza, siccome i transistori hanno delle polarità opposte, è necessario applicare rispettivamente in rapporto alla tensione di emettitore due deboli tensioni di base, positiva e negativa, secondo la polarità del transistore di usicta. Queste tensioni di base si ottengono per mezzo della resistenza R_3. Questa resistenza viene inserita nel circuito di base del transistore p-n-p, ma essa introduce nel circuito una certa asimmetria, per diminuire la quale, la resistenza R_3 deve essere di valore basso.

Il funzionamento del circuito è simile a quello della fig. 1. Durante le alternanze positive il transistore n-p-n conduce, diminuendo così il valore di V_1 e durante le alternanze negative, il transistore p-n-p conduce, aumentando al contrario il valore di V_1. Queste variazioni di tensione sono trasmesse al carico per mezzo di C_3.

Come mostra la fig. 3, le escursioni della tensione alternata degli emettitori dei transistori di uscita sono limitate da diversi fattori:

1) Se si trascura la caduta di tensione su C_3 il valore di cresta dell'escursione negativa è:

$$-V_{RL} = V_{cc} - V_1 - V_{RE\,max}\,(T2) - V_{CEK}\,(T2)$$

2) Il valore di cresta dell'escursione positiva è:

$$+V_{RL} = V_1 - V_{RE\,max} - V_{BE\,max}\,(T3) - V_{CEK}\,(T1) - V_{R4}$$

Se la tensione nel punto di collegamento Q degli emettitori dei transistori di uscita, senza alcun segnale, è uguale a:

$$V_1 = V_{cc}/2$$

le escursioni massime ammissibili nei due sensi, positivo e negativo non sono più di uguale lunghezza.

Per ottenere delle escursioni di tensione positive e negative uguali, il punto Q dovrà dunque essere polarizzato a un potenziale V_3 che annulla le differenze di potenziale.

Sulla fig. 3, si può vedere che non si produce così alcuna limitazione quando la tensione al ginocchio $V_{CEK}\,(T3)$ del transistore n-p-n è sorpassata.

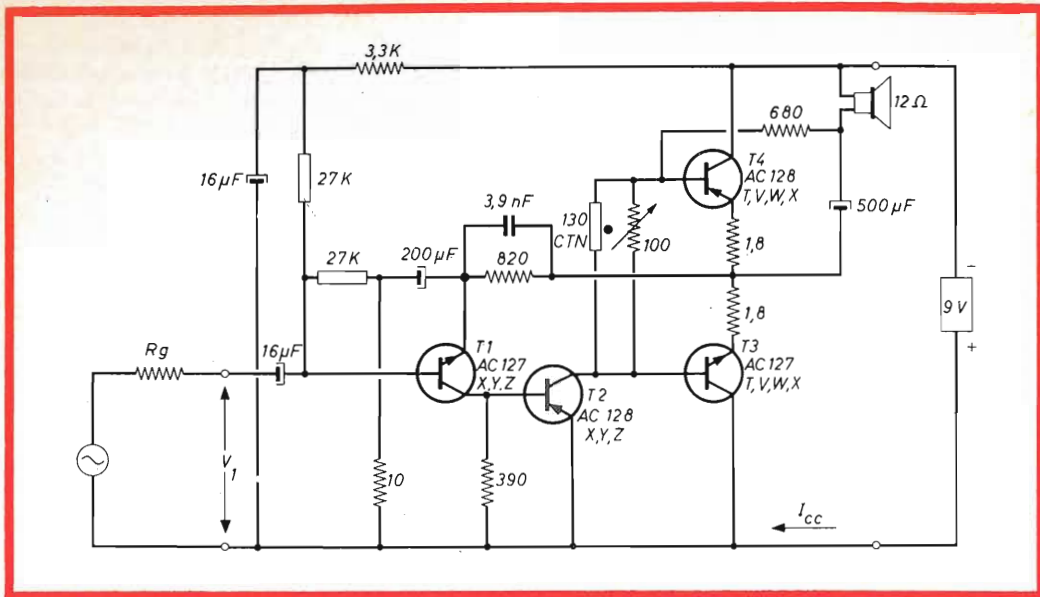



Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore BF da 0,5 W alimentato con 9 V. Le resistenze disegnate con il rettangolo hanno una tolleranza del 5 % mentre le altre del 10 %; la resistenza NTC è da 130 Ω tipo B8 320 01P/130E.

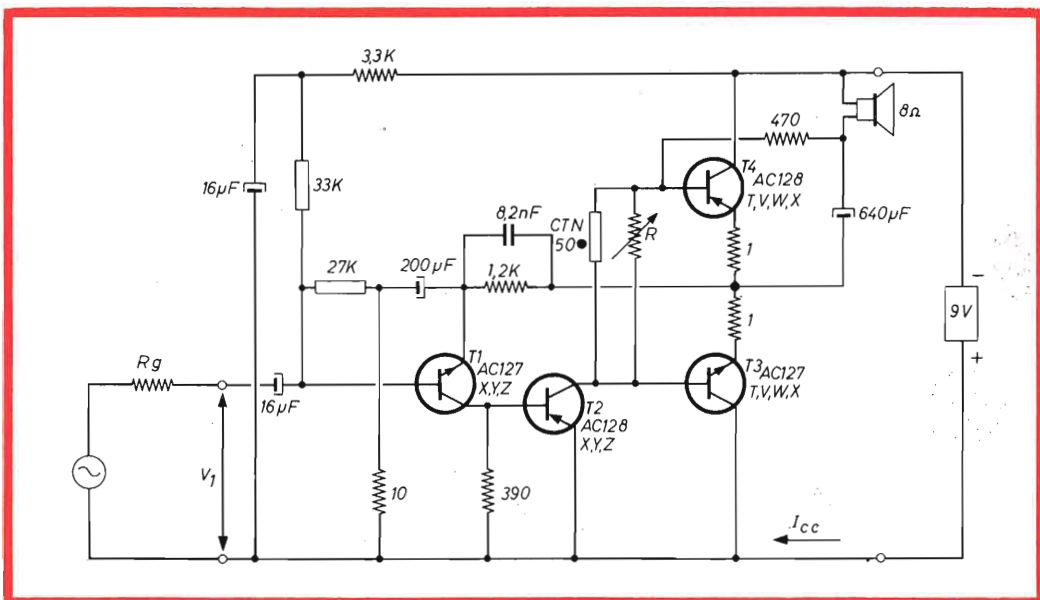



Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore BF da 0,75 W alimentato con 9 V. Le resistenze segnate con il rettangolo hanno una tolleranza del 5 % mentre le altre del 10 %; la resistenza NTC è da 50 Ω.

AMPLIFICATORE BF IN CLASSE B DA 0,5 W — 9 V

La distorsione misurata a 1 kHz e con una potenza d'uscita di 0,5 W è del 4%. La risposta in frequenza a —3 dB va da 70 a 15000 Hz.

La sensibilità con una potenza di uscita di 0,5 W è minore di 45 mV.

La resistenza d'ingresso totale è di 10 kΩ.

La resistenza del generatore R_g è uguale a 5 kΩ, essa esercita una influenza sul circuito di controreazione; i risultati ottenuti sono differenti se R_g non è uguale a 5 kΩ.

La temperatura ambiente massima è di 55 °C con i transistori dello stadio finale montati su un'aletta di raffreddamento tipo 56226.

La corrente di riposto dell'amplificatore è di 10 mA, mentre quella di riposo del transistore T_2 (AC 128) è di 6 mA.

AMPLIFICATORE BF IN CLASSE B DA 0,75 W — 9 V

La distorsione misurata con una potenza di uscita di 0,75 W è minore di 3,5%. La risposta in frequenza a —3 dB va da 70 a 15000 Hz.

La sensibilità con una potenza di 0,75 W è minore di 35 mV.

La resistenza d'ingresso totale è minore di 10 kΩ mentre la resistenza del generatore R_g = 5 kΩ, essa esercita una influenza sul circuito di controreazione, i risultati sono differenti se R_g non è più uguale a 5 kΩ.

La temperatura ambiente è di 55 °C max. I transistori dello stadio finale sono montati su un dissipatore di calore doppio tipo 56226 o su un dissipatore avente un K < 11 °C/W per esempio di alluminio, dello spessore di 0,8 mm e avente una superficie di 9 cm².

La corrente di riposo dell'amplificatore è di 12 mA mentre la corrente di riposo del transistore T_2 (AC 128 X, Y, Z) è di 8,5 mA.

AMPLIFICATORE BF IN CLASSE B DA 1 W — 9 V

La distorsione misurata con una potenza d'uscita di 1 W è minore del 4%. La risposta in frequenza a —3 dB va da 80 a 17000 Hz.

La sensibilità con una potenza d'uscita di 1 W è minore di 45 mV.

La resistenza d'ingresso totale è di 10 kΩ; la resistenza del generatore R_g è uguale a 5 kΩ.

La temperatura ambiente è di 45 °C massimi con i transistori T_3 T_4 e T_5 montati su alette di raffreddamento doppie tipo 56226 o semplici tipo 56227. Le alette sono in contatto termico per stabilizzare le correnti di riposto. La temperatura ambiente è di 55 °C massimi con le stesse alette di raffreddamento ma con un dissipatore con K = 30 °C/W e superficie di 12 cm².

La corrente di riposto dell'amplificatore è di 13 mA.

La corrente di picco nel transistore T_3 e T_4 è di 0,5 A.

La corrente media dell'amplificatore con una potenza di 1 W è di 165 mA.

AMPLIFICATORE BF IN CLASSE B DA 1,8 ÷ 2 W — 12 V

Con lo stesso circuito si possono montare due tipi di amplificatori aventi rispettivamente una potenza di 1,8 W e di 2 W; per fare ciò basta cambiare il valore dei seguenti componenti:

Potenza di uscita a 1 kHz : 1,8-2 W
Resistenza di carico R_L : 5-4 Ω
Distorsione D : 3-4%
Risposta in frequenza a —3 db : 65 ÷ 15000 Hz
Corrente media dell'amplificatore : 272-325 mA
Sensibilità V_1 : 20 mV
Resistenza d'ingresso totale: 20 kΩ
Resistenza del generatore R_g : 5 kΩ
Temperatura ambiente massima : 55 °C
Corrente di riposo dell'amplificatore : 7 mA

I transistori dello stadio finale devono essere montati su un'aletta di raffreddamento doppia tipo 56226 e su un dissipatore di calore con K ≤ 9 °C/W, per esempio di alluminio dello spessore di 1 mm e con superficie di 50 cm².

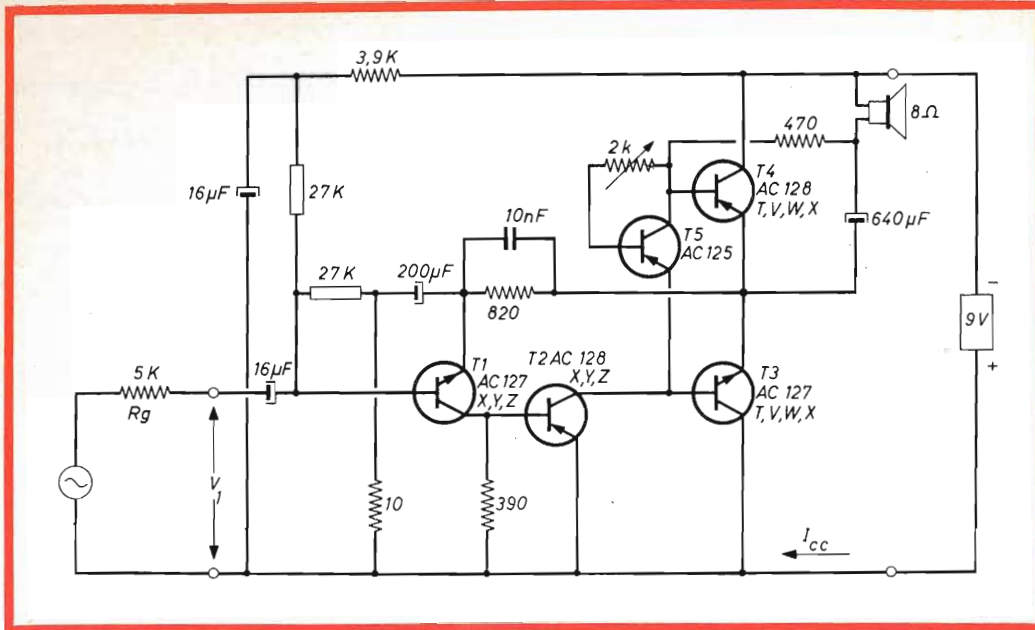



Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore BF da 1 W alimentato con 9 V. Le resistenze segnate con il rettangolo hanno una tolleranza del 5 % mentre le altre del 10 %.

Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore BF da 1,8 ÷ 2 W alimentato con 12 V. Le resistenze segnate con il rettangolo hanno una tolleranza del 5 %, mentre le altre del 10 %, la resistenza NTC è da 500 Ω, tipo B8 320 01P/500E.

Fig. 8 - Schema elettrico dell'amplificatore BF da 2,5 W alimentato con 24 V. Le resistenze segnate con il rettangolo hanno una tolleranza del 5 % mentre le altre del 10 %, la resistenza NTC è da 500 Ω, tipo B8 320 01P/500E.

Amplificatore BF classe B da 2,5 W —24 V

La distorsione misurata con una potenza di 2,5 W è minore del 3%.

La risposta in frequenza a —3 dB va da 50 e 15000 Hz.

La sensibilità alla potenza di 2,5 W è minore di 24 mV.

La resistenza d'ingresso totale è di 30 kΩ.

La resistenza del generatore R_g è di 5 kΩ.

La temperatura ambiente massima è di 45 °C con i transistori finali montati su una aletta doppia tipo 56226 e un dissipatore con K ≤ 10 °C/W per esempio di alluminio dello spessore di 1 mm e superficie di 45 cm².

La temperatura ambiente massima può arrivare a 55 °C con lo stesso montaggio sulle alette ma con radiatore avente un K < 3 °C/W.

La corrente di riposto dell'amplificatore è di 4 mA, mentre la corrente media è di 185 mA con una potenza di 2,5 W.

ALFA

(Da « Application des semiconducteurs - La Radiotechnique »)

Una importantissima applicazione degli ultrasuoni per la cura della miopia è stata sperimentata con successo da un professore di Tokyo. Come è noto, la miopia può essere dovuta a due fattori: all'accentuarsi della convessità del cristallino o alla deformazione del globo oculare.

La terapia consiste nel « bombardare » il globo oculare con ultrasuoni, durante una serie di sedute, usando speciali apparecchi elettronici. Le vibrazioni degli ultrasuoni agiscono sia sui muscoli ciliari che regolano la curvatura del cristallino, sia sulla circolazione sanguigna del globo oculare, riportando la dovuta elasticità ai primi e le dimensioni originarie al secondo.

I miopi così trattati non hanno più avuto necessità degli occhiali o hanno potuto sostituirli con altri dalle lenti più leggere.

La scoperta è di interesse mondiale dato che l'irrigidimento del cristallino è un fenomeno che si accentua con l'età in tutti gli esseri umani.

FILTRO PER LA REGISTRAZIONE DELLE TRASMISSIONI FM STEREO

Si descrivono tre semplici circuiti di filtro, che potranno interessare gli appassionati di registrazioni FM stereofoniche, in quanto con un numero ridottissimo di componenti potranno eliminare tutti quei fastidiosi fischi e ronzii che si presentano durante la registrazione di programmi stereofonici.

Da quando sono iniziate le trasmissioni FM stereofoniche molti appassionati di registrazione hanno incontrato alcune difficoltà nella registrazione della musica trasmessa con questo sistema.

Nella registrazione si notano dei fischi e dei ronzii, sia sui nastri stereofonici che monofonici. Se si incontrano queste difficoltà, i filtri che stiamo per descrivere saranno di valido aiuto per risolvere questo problema.

Perchè sorgono questi disturbi? Quando una stazione FM trasmette una trasmissione stereofonica, una « portante pilota » a 19 kHz viene trasmessa per la sincronizzazione e la rigenerazione della portante nei circuiti multiplex di ricezione. Questo segnale, non è udibile, poichè esso è sopra la normale gamma d'ascolto, ma si può essere certi che esso è presente durante la trasmissione stereofonica.

Se si sta registrando monofonicamente, questo segnale da 19 kHz può generare delle armoniche nel circuito di registrazione che « batte » con l'oscillatore di polarizzazione del registratore alle basse frequenze, per questa ragione si hanno fischi e ronzii.

Così, le armoniche a 19 kHz possono venir amplificate sempre più e cambiare la registrazione, con conseguente apporto di distorsione. L'indizio è semplicemente questo: se si ottengono delle buone registrazioni su una particolare stazione quando questa trasmette monofonicamente, ma si notano delle distorsioni, dei fischi, e dei ronzii sulle registrazioni quando la stessa stazione trasmette programmi stereofonici, si può essere certi di aver bisogno di un

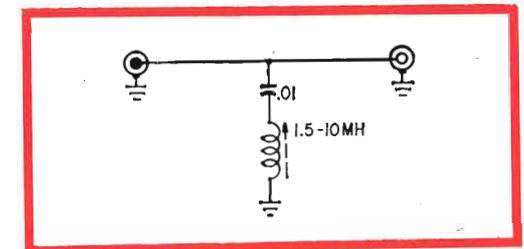



Fig. 1 - Circuito di filtro per registrazioni stereofoniche. Se l'unità ha una impedenza molto bassa, una resistenza di poche migliaia di ohm fra i jack di uscita e l'ingresso del filtro può causare una reiezione di frequenza.

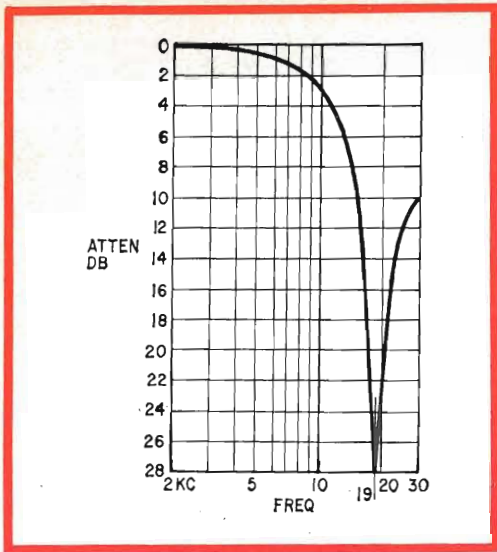



Fig. 2 - Curva di attenuazione di frequenza.

filtro a 19 kHz. I due semplici filtri descritti in questo articolo sopprimono il segnale di 19 kHz a circa 30 dB. Se si desiderano registrare le trasmissioni FM stereofoniche, si andrà incontro a dei problemi, in quanto il normale rivelatore multiplex duplica la portante pilota da 19 kHz a 38 kHz, aumentandone la sua potenza.

A meno che il complesso multiplex abbia un attenuatore a 38 kHz in uscita, si avranno probabilmente dei disturbi nelle registrazioni stereo. Un semplice attenuatore da 30 dB —38 kHz può essere inserito fra il circuito multiplex e il registratore.

Una parola di avvertimento: quando si collega uno di questi filtri al complesso si producono delle perdite alle alte frequenze. La curva di attenuazione di questi filtri si estende nella gamma udibile. L'attenuazione massima, naturalmente, è alla frequenza di 19 o 38 kHz. Le curve di attenuazione di frequenza (fig. 1 e 2) mostrano le perdite ai toni alti, esse sembrano più rilevanti di quanto si abbia durante le prove, l'ascoltatore medio può a mala pena sentire la differenza.

La decisione successiva dipende se si intende registrare monofonicamente o stereofonicamente. Per registrazioni monoaurali, il metodo più semplice ed efficace di « smorzare » le frequenze a 19 kHz è di usare una induttanza e una capacità in serie attraverso l'uscita audio del sintonizzatore. La fig. 1 mostra il circuito e la fig. 2 la curva di attenuazione in frequenza. Si otterrà così una riduzione a 28 dB della portante pilota a 19 kHz in registrazione.

I componenti sono montati in un contenitore di dimensioni molto ridotte. L'induttanza viene in un primo tempo regolata per la risonanza a circa 19 kHz con un generatore audio, poi regolata per la minima interferenza durante l'uso. I collegamenti che vanno dal sintonizzatore al filtro e dal filtro al registratore devono essere fatti con cavetto schermato.

Un altro tipo di filtro è mostrato in fig. 2a; esso infatti è formato da un circuito a « T » parallelo. Se i componenti hanno una tolleranza del 5% non è necessaria nessuna regolazione. La massima attenuazione a 19 kHz è di 32 dB. Anche questa unità è costruita in un piccolo contenitore.

Per registrare una trasmissione stereofonica, si devono usare due circuiti parallelo

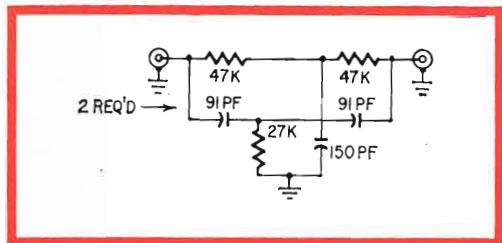



Fig. 2a - Circuito di filtro parallelo a « T » (19 kHz) per registrazioni monofoniche; tutti i componenti hanno una tolleranza del 5 %.

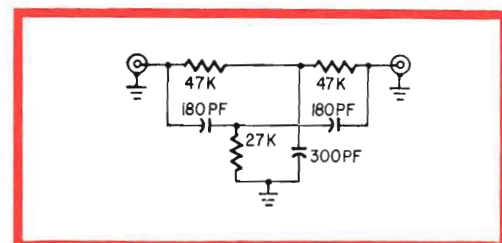



Fig. 3 - Circuito di filtro parallelo a « T » (38 kHz) per registrazioni stereofoniche.

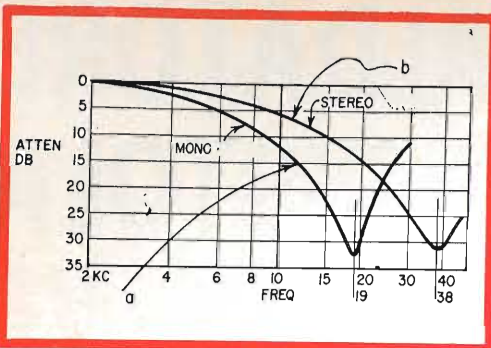



Fig. 4 - Curve di attenuazione in frequenza per i due diversi filtri.

a « T » posti nello stesso contenitore. Ogni circuito a « T » deve avere una attenuazione massima a 38 kHz. Il circuito e la caratteristica di attenuazione per ogni canale sono mostrati rispettivamente in fig. 3 e fig. 4. Nel montare i componenti si faccia in modo che si abbia un punto di massa comune, montando a questo scopo una barretta munita di tre contatti al centro del contenitore. Per questo montaggio sono necessari 4 jack singoli oppure 2 doppi in quanto vi sono due ingressi e due uscite per ogni canale. Anche in questo caso per i vari collegamenti si devono usare cavetti schermati.

BETA

(Da « Radio-Electronics »)

AMPLIFICATORE INTERRUTTORE

Descriviamo un circuito per la rivelazione, attraverso una resistenza LDR, di un fascio luminoso che viene « interrotto » passando attraverso dei fori praticati su un disco rotante, questo raggio luminoso viene riflesso da specchi disposti in modo conveniente. L'apparecchiatura può essere utilizzata in numerose applicazioni industriali.

In numerose applicazioni industriali è necessario utilizzare un rivelatore fotoelettrico che sia insensibile alla luce ambiente.

Questa luce ambiente può essere costante (luce solare) oppure di ampiezza variabile (luce incandescente o fluorescente come quella che riflette da macchine rotanti). Il circuito descritto è stato utilizzato per rivelare l'interruzione di un fascio di luce incidente « interrotto » su una distanza totale superiore a 61 m con 12 riflessioni provocate da specchi.

Una applicazione caratteristica del sistema del fascio luminoso interrotto è rappresentata in fig. 1. Un fascio luminoso viene interrotto quando passa attraverso i fori di un disco rotante e riflesso poi, per mezzo di specchi disposti convenientemente in modo da colpire una LDR (resistenza variabile con la luce).

In questo modo, ogni interruzione della luce su una vasta superficie può venire rivelata usando una sola sorgente di luce.

Al fine di interrompere il fascio luminoso (lampadina da 6 W) si fa girare un piccolo disco munito di 10 fori di 19 mm di diametro con l'aiuto di un motorino sincrono (per esempio tipo AU5020/94 Phi-

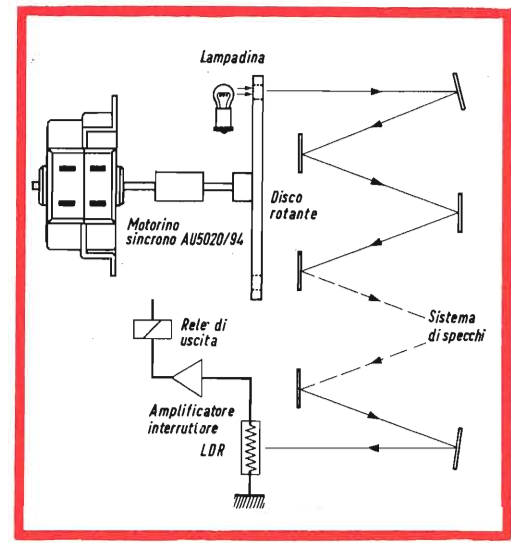



Fig. 1 - Sistema di amplificatore-interruttore di luce impiegato con degli specchi multipli per ottenere una vasta zona di esplorazione.

Fig. 2 - Dettagli del circuito dell'amplificatore-interruttore del fascio luminoso. Il trimmer R_3 serve per la regolazione della sensibilità, mentre il trimmer R_{11} per la regolazione della larghezza di banda.

COMPONENTI

Resistori

R_1	=	10 kΩ
R_2	=	LDR (tipo B 8.731.03 o 04)
R_3	=	5 kΩ trimmer (tipo E 097 AD/500 k)
R_4	=	68 kΩ
R_5	=	8,2 kΩ
R_6	=	5,6 kΩ
R_7	=	1 kΩ
R_8	=	39 kΩ
R_9	=	39 kΩ
R_{10}	=	18 kΩ
R_{11}	=	2 kΩ trimmer (tipo E 097 AD/2 k)
R_{12}	=	68 kΩ
R_{13}	=	3,3 kΩ
R_{14}	=	4,7 kΩ
R_{15}	=	1 kΩ
R_{16}	=	10 kΩ
R_{17}	=	4,7 kΩ

Condensatori

C_1	=	16 μF - 10 V elettrolitico
C_2	=	100 μF - 6,4 V elettrolitico
C_3	=	0,1 μF - 160 V poliestere
C_4	=	0,1 μF - 160 V poliestere
C_5	=	0,22 μF - 160 V poliestere
C_6	=	40 μF - 16 V elettrolitico
C_7	=	1 μF - 160 V poliestere
C_8	=	2,5 μF - 16 V elettrolitico
C_9	=	20 μF - 16 V elettrolitico

Diodi

D_1	=	OA 95
D_2	=	OA 95
D_3	=	OA 200
D_4	=	OA 200

Transistori

Tr_1	=	AC 125
Tr_2	=	AC 125
Tr_3	=	AC 126
Tr_4	=	AC 128

lips) davanti alla luce. Per assicurare l'avviamento del motorino si è usato un accoppiatore in gomma.

Il circuito di filtro comprende un filtro a reiezione a T in parallelo ($R_{8, 9, 10}$ e $C_{3, 4, 5}$) che è posto in un circuito a reazione negativa dal collettore alla base di Tr_1.

Il transistore Tr_2 è usato come « emitter follower » al fine di ridurre il carico sul circuito di filtro. Tr_1 ha il guadagno massimo alla frequenza alla quale il filtro blocca la reazione e si ottiene così una caratteristica di banda passante totale ottenuta dal segnale che si presenta sulla base

di Tr_3. Il segnale proveniente da Tr_1 è allora amplificato e utilizzato per eccitare un relé che si apre quando il fascio luminoso viene interrotto. Il circuito è così « protetto contro i guasti » e può essere utilizzato per esempio, nei dispositivi di sicurezza per macchine utensili.

Con i valori del filtro specificati, la banda passante è centrata a circa 40 Hz. Questa può essere aumentata diminuendo i valori di C_3, C_4 e C_5. Si deve notare che $C_3 = C_4 = C_5/2$.

L'utilizzazione di questo circuito con delle frequenze superiori di qualche centinaio di periodi può richiedere l'impiego di una cellula fotoelettrica con un tempo di risposta più rapido di quello specificato per la resistenza variabile con la luce (LDR) in oggetto.

La banda passante del circuito può essere regolata per mezzo di R_{11}. Con una controreazione negativa elevata, il circuito può diventare instabile; così conviene regolare R_{11} in modo da ottenere una reiezione conveniente con un margine di stabilità sufficiente.

La sensibilità deve essere regolata in vista di un guadagno minimo compatibile con una perfetta sicurezza di funzionamento. Questo processo aumenta in effetti la reiezione dei segnali d'interferenza.

F. T.

(Da « Digested Concern Literature »)

IL GRID - DIP UNO STRUMENTO DAI MOLTI USI

Chiunque lo usi ne apprezza le doti, ma esso rimane ancora uno dei meno comuni strumenti di basso prezzo.

Se ci ponessimo la domanda: Chi è piccolo, economico, consuma pochissimo, può essere utilizzato come oscillatore variabile RF o come ondametro, può misurare condensatori, induttanze e Q, può accordare circuiti o antenne e può essere tenuto in una mano? La risposta l'avremmo rileggendo il titolo di questo articolo.

Infatti il grid-dip può fare tutte queste cose ed altre ancora; il suo aspetto è più o meno lo stesso da ormai 35 anni ma il suo impiego è ancora piuttosto raro. Solo i radioamatori, e non tutti, lo apprezzano e lo usano da molto tempo. Andiamo ad esaminarne uno un po' più da vicino.

Il grid-dip si presenta solitamente sotto la forma di una piccola scatola (fig. 1) le cui dimensioni sono abbastanza ridotte da potersi tenere facilmente in una mano. Ad una estremità troviamo inserita una bobina: è il « puntale » di questo particolare strumento. Inoltre abbiamo uno strumento indicatore, un milliamperometro o un microamperometro, che porta una scala di calibrazione in numeri arbitrari e una grande manopola per la regolazione della frequenza, che porta diverse scale calibrate in frequenza. Spesso la rotazione di questa scala è eseguibile mediante il pollice il che permette di ottenere una regolazione dolce ed accurata.

Quando si accende l'apparecchio, lo strumento indica una certa corrente costante. Se si avvicina la bobina « puntale » ad un circuito esterno accordato sulla stessa frequenza, l'indicazione dello strumento diminuirà nettamente. Possiamo quindi conoscere la frequenza di risonanza di un circuito accordato leggendone il valore sulla scala delle frequenze del nostro grid-dip. Per questa misura non è necessario che il circuito sia alimentato, anzi può essere completamente « freddo ». Durante la maggior parte della sua storia l'elemento base del nostro apparecchio era costituito da un semplice oscillatore a valvola del quale il microamperometro indicava la corrente di griglia. Da ciò deriva il nome di « oscillatore grid-dip » ossia ad assorbimento di griglia. Ma negli ultimi anni nell'oscillatore troviamo impiegati sia dei transistor che dei diodi tunnel, nessuno dei

Fig. 1 - Un moderno grid-dip meter.

quali ha una griglia, per cui sarebbe necessario rivedere la denominazione di questo strumento di misura, chiamandolo semplicemente «misuratore ad assorbimento».

Teoria fondamentale

Un circuito accordato non alimentato assorbe energia a RF da un altro circuito se viene accoppiato a questo circuito e sintonizzato sulla sua frequenza di funzionamento.

Nella fig. 2a L_1 C_1 costituiscono il circuito esterno non alimentato, ossia freddo, mentre L_2 C_2 rappresentano il circuito accordato alimentato, ossia caldo. Quest'ultimo circuito in pratica potrebbe essere il circuito accordato di placca di un oscillatore o di un amplificatore.

Quando il circuito freddo viene sintonizzato sulla stessa frequenza del circuito caldo, regolando opportunamente C_1, esso assorbe energia dal circuito risonante caldo. Questo « furto » di energia ai danni del circuito caldo sarà rivelato da un aumento dell'indicazione del milliamperometro M.

Questo non è altro che il principio base dell'ondametro ad assorbimento; per fare che questo ondametro sia adatto a determinare delle RF sconosciute basterà solo calibrare la scala del condensatore variabile C_1. Sarà inoltre possibile estendere la gamma delle frequenze coperte dall'apparecchio disponendo il circuito in modo che sia possibile sostituire la bobina L_1.

Il principio di funzionamento di questo ondametro è buono finchè il circuito sotto misura è caldo e comprende inoltre uno strumento indicatore della corrente che lo percorre.

Ma cosa accade se vogliamo controllare la frequenza di un circuito freddo? Basta invertire i due circuiti. Il circuito accordato e calibrato L_1 C_1 lo inseriamo ora in un oscillatore a bassa potenza che comprende uno strumento indicatore (fig. 2b). In questo caso sarà il circuito sotto prova che ruberà energia al circuito caldo di misura e il microamperometro indicherà l'entità di questo assorbimento. Abbiamo ora costituito un « misuratore ad assorbimento ».

Esempi pratici di misuratori a dip

Esistono in commercio misuratori a dip che impiegano valvole, o transistors o diodi tunnel, sia già montati sia nella versione in scatola di montaggio. Con l'impiego di una certa serie di bobine intercambiabili in generale essi coprono la banda di frequenze che va da 100 kHz a 300 MHz in diverse gamme i cui estremi sono leggermente sovrapposti. I tipi a transistor e a diodo tunnel sono alimentati a batterie e quindi sono completamente portatili. Quelli a valvole generalmente comprendono un piccolo alimentatore per corrente alternata. Nella fig. 3 sono riportati alcuni circuiti tipici. Nel circuito di fig. 3a abbiamo un oscillatore a valvola alimentato dalla rete tramite un opportuno circuito di alimentazione. Il potenziometro R permette di portare la deflessione dell'indice del microamperometro prima dell'assorbimento, ad un punto conveniente della scala, solitamente verso i 2/3 del fondo scala. Questa deflessione varia da un estremo all'altro della gamma di accordo. L'accordo è ottenuto a mezzo di un condensatore variabile doppio C_1. L'interruttore S toglie l'alimentazione all'oscillatore mentre il filamento della valvola rimane ancora alimentato.

Nel circuito riportato in fig. 3b viene impiegato un transistor per alta frequenza T. Il potenziometro R_1 ha la stessa funzione già descritta per il potenziometro R del circuito a valvola, e anche qui il condensatore d'accordo è indicato con C_1. Dato che nessuna delle correnti continue degli elettrodi del transistor è così sensibile e variabile come la corrente di griglia della valvola, il microamperometro viene impiegato come millivoltmetro RF. Il condensatore C_2 preleva una parte della tensione RF presente sul collettore del transistor, il diodo D la raddrizza e il reostato R_2 permette di aggiustare il fondo scala dello strumento.

Nella fig. 3c abbiamo infine un circuito che utilizza un diodo tunnel che oscilla quando la tensione di polarizzazione viene portata al valore critico mediante il potenziometro R. Come nel circuito a transistor, il microamperometro M agisce da millivoltmetro RF, tramite il condensatore di accoppiamento C_2 e il diodo D_2.

In ognuno di questi tre circuiti, la gamma di frequenza è fissata dalla bobina intercambiabile L. Le frequenze comprese in questa gamma vengono lette direttamente su di una scala calibrata solidale con il condensatore d'accordo.

In ognuno di questi circuiti, l'apertura dell'interruttore S spegne l'oscillatore e trasforma l'apparecchio in un ondametro ad assorbimento per misure su circuiti caldi. Alcuni apparecchi in commercio hanno una presa per la cuffia per permettere l'ascolto del segnale proveniente da un circuito caldo, mentre altri hanno un commutatore che permette di modulare in ampiezza il segnale dell'oscillatore.

I tipi a valvole danno in molti casi la risposta più netta, mentre i tipi a semiconduttore sono meno sensibili ma presentano il vantaggio di non necessitare della tensione di rete per funzionare e quindi evitano accoppiamenti indesiderati che tramite la rete a volte si formano. Inoltre il loro funzionamento è istantaneo.

Applicazioni del grid-drip

Il grid-dip ha molte più applicazioni di quante se ne possono descrivere qui. Quelle che qui elenchiamo sono alcune delle

RELAZIONE FREQUENZA	LETTURA STRUMENTO
$f_1 < f_2$	Bassa
$f_1 = f_2$	Alta
$f_1 > f_2$	Bassa

a

RELAZIONE FREQUENZA	LETTURA STRUMENTO
$f_1 < f_2$	Alta
$f_1 = f_2$	Bassa
$f_1 > f_2$	Alta

b

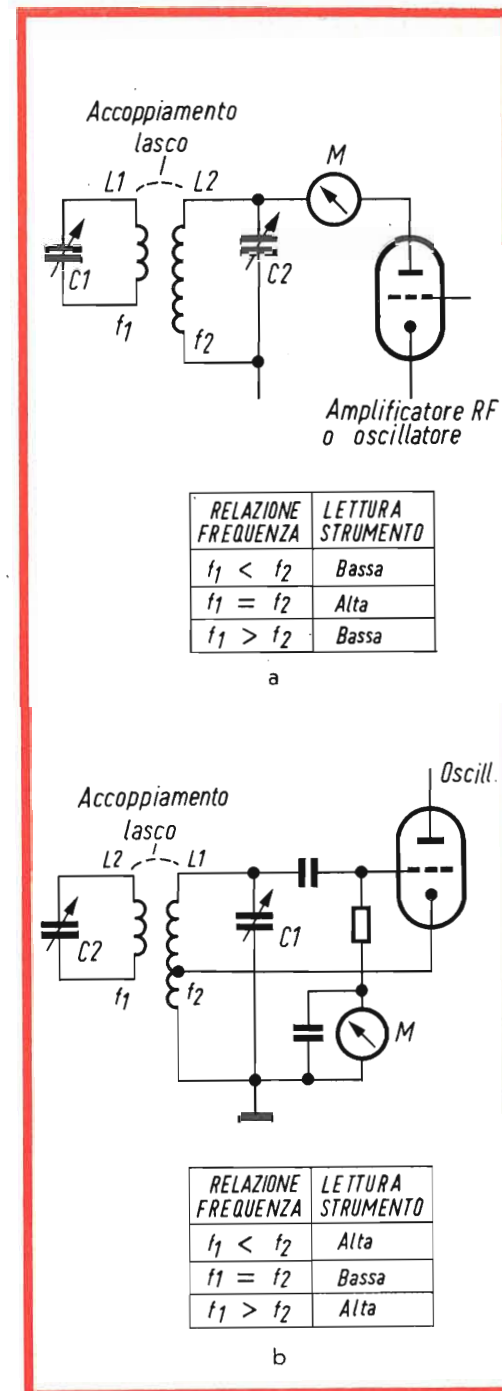



Fig. 2 - Principio fondamentale del grid-dip. Lo strumento M della fig. (b) darà sempre una certa indicazione finchè le frequenze dei due circuiti accoppiati non coinciderà. Solo in questo caso avremo una brusca diminuzione (dip).

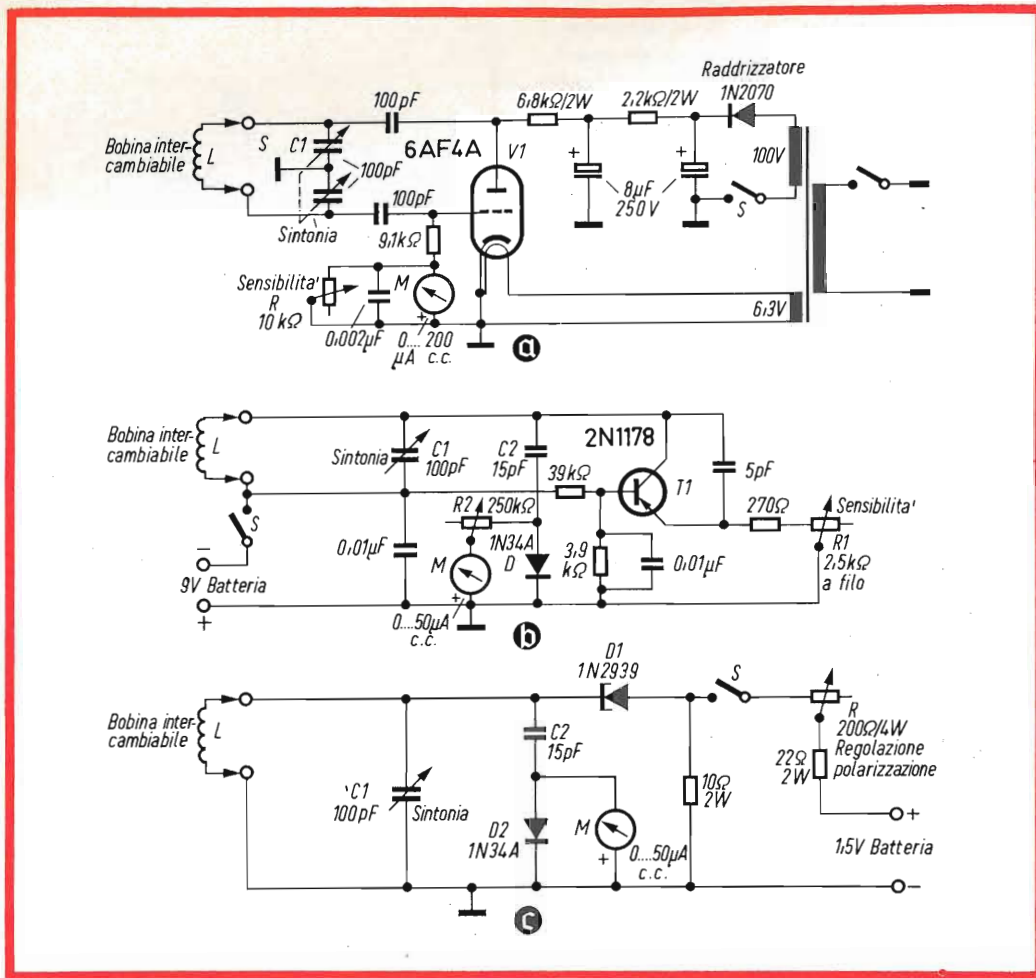



Fig. 3 - Tre circuiti fondamentali di grid-dip.
a) circuito a valvole con alimentazione in alternata
b) versione a transistor funzionante a batteria
c) circuito con diodo tunnel funzionante a batteria
In tutti questi circuiti vengono impiegate delle bobine intercambiabili per coprire con il condensatore usato la gamma di frequenza desiderata.

più comuni; che a loro volta ne suggeriscono delle altre. Le note d'impiego che sono alla fine di questo articolo vengono richiamate a seconda dei casi al termine della descrizione di ogni applicazione.

— **Frequenza di risonanza, circuito freddo.**

Accoppiare lascamente la bobina dello strumento al circuito in prova. Accendere l'oscillatore e determinare la frequenza di risonanza del circuito freddo sintonizzando il grid-dip fino a che indica un assorbimento. Leggere quindi la frequenza sulla scala dello strumento (vedere note 1 e 2).

— **Frequenza di risonanza, circuito caldo.**

Escludere l'oscillatore, aprendo l'interruttore S, e accoppiare lascamente lo strumento al circuito in prova. Determinare la frequenza di risonanza sintonizzando lo strumento finchè si noterà un picco nella deflessione, ossia l'inverso di un assorbimento, al quale sappiamo corrisponde una diminuzione dell'indicazione data dall'indice del microamperometro. Leggere la frequenza sulla scala dello strumento (vedere note 1 e 2).

— **Pretaratura di un circuito freddo.**

Un circuito accordato di placca o di griglia, una trappola, un trasformatore di media frequenza possono essere facilmente presintonizzati con l'aiuto di un grid-dip. Accendere lo strumento e disporre la scala delle frequenze sulla frequenza desiderata. Accoppiare leggermente la bobina del grid-dip con il circuito da tarare. Ruotare il nucleo o il condensatore variabile del circuito risonante finchè l'indice del microamperometro non manifesta un assorbimento (dip) netto (vedere nota 3).

— **Misura di una frequenza per battimento.**

Con questo metodo è possibile determinare la frequenza di un circuito caldo usando lo strumento come ondametro ad assorbimento, leggendo la frequenza dopo che il microamperometro avrà indicato l'accordo. Il metodo a battimento è però più preciso ed è applicabile quando lo strumento ha la presa per la cuffia. Accendere lo strumento ed accoppiarlo leggermente al circuito del quale si vuol conoscere la frequenza. Sintonizzare finchè in cuffia si sentirà il battimento zero, dopo di che leggere la frequenza sulla scala dello strumento. Questo metodo dà i migliori risultati quando il circuito caldo irradia un segnale non modulato (vedere note 1 - 2 - 3).

— **Indicatore di segnale.**

Se lo strumento è munito della presa per la cuffia può venir impiegato come indicatore spia della presenza di segnali sia in CW che AM. Per rilevare la presenza di un segnale non modulato (CW) accendere l'oscillatore del grid-dip ed accoppiarlo leggermente alla sorgente del segnale. Ruotare quindi la manopola di sintonia e fermarsi dove compare una nota di battimento di tono medio. Per segnali modulati (AM) escludere l'oscillatore dello strumento e accoppiarlo lascamente al circuito da controllare. Accordare quindi lo strumento per la massima uscita in cuffia. Sia in AM che in CW, se il segnale in cuffia è troppo forte, diminuire l'accoppiamento.

— **Generatore di segnale**

Il grid-dip non è stato progettato per essere un preciso generatore di segnali; tuttavia può rendersi utile come generatore di prova. In questo caso basterà accendere lo strumento ed accoppiarlo leggermente al circuito in prova dopo aver fissato sulla scala la frequenza desiderata. Molti grid-dip forniscono una radiofrequenza non modulata ma alcuni modelli hanno un modulatore interno per produrre un segnale modulato in AM (vedere note 1 - 2 - 3).

Quando si impiega lo strumento come oscillatore di prova, se nell'apparecchiature sotto controllo non è accessibile una bobina con la quale stabilire un accoppiamento e possibile tentare di costituire un accoppiamento capacitivo. Talvolta è sufficiente una spira di filo isolato avvolto senza contatto attorno alla bobina del grid-dip, i cui terminali siano collegati ai morsetti d'ingresso o a qualche altro punto opportuno del circuito, per stabilire un accoppiamento sufficiente.

— **Misura di condensatori.**

Un condensatore (non elettrolitico) il cui valore sia sconosciuto può essere misurato mediante il grid-dip, trovando la frequenza di risonanza f del circuito oscillante freddo costituito dal condensatore C in questione e da un'induttanza L il cui valore sia noto con precisione.

La fig. 4 indica la disposizione degli elementi necessari per una misura del genere. Il condensatore sconosciuto C è collegato in parallelo con l'induttanza nota L (un valore di 100 μH è abbastanza pratico). Si accende lo strumento e lo si accoppia leggermente alla bobina e trovata la risonanza si legge la frequenza sulla scala del grid-dip (vedere note 1 - 2). Il calcolo della

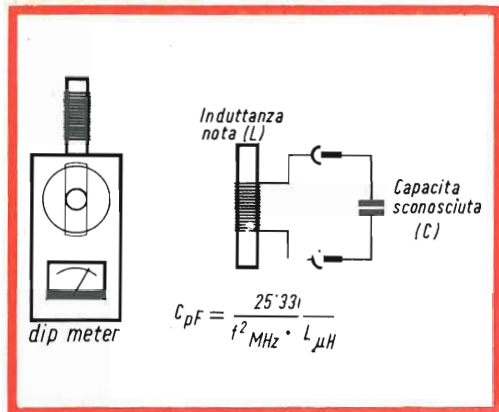



Fig. 4 - Misura di una capacità mediante grid-dip.

Fig. 5 - Misura di un'induttanza mediante grid-dip.

capacità è fatto mediante la seguente formula:

$$C = \frac{25\ 330}{f^2\ L}$$

C in pF, f in MHz e L in µH.

Esempio: Con un induttanza di 100 µH la frequenza di risonanza di un condensatore sconosciuto è di 2800 kHz. Qual è il valore della capacità?

$$C = \frac{25\ 330}{2,8 \times 2,8 \times 100} = \frac{25\ 330}{7,84 \times 100} =$$

$$= \frac{253}{7,84} = 32,3 \text{ pF}$$

— **Misura di induttanze.**

Si può determinare il valore di un'induttanza usando il grid-dip per trovare la frequenza di risonanza f di un circuito oscillante freddo costituito dalla induttanza sconosciuta L e da un condensatore C di capacità nota. Nella fig. 5 è indicata la disposizione dei vari elementi. L'induttanza sconosciuta L è collegata in parallelo ad un condensatore noto C (per quest'ultimo un valore di 100 pF è abbastanza pratico). Il condensatore deve essere del tipo a mica.

Per eseguire la misura accendere lo strumento, accoppiarlo alla bobina e trovata la risonanza leggere la frequenza (vedere note 1 - 2). Il valore dell'induttanza sarà dato dalla seguente formula:

$$L = \frac{25\ 330}{f^2\ C}$$

nella quale L è in µH, C in pF e f in MHz.

Esempio: Un condensatore da 100 pF risuona con una induttanza sconosciuta ad una frequenza di 7,5 MHz. Qual è il valore dell'induttanza?

$$L = \frac{25\ 330}{7,5 \times 7,5 \times 100} = \frac{25\ 330}{56,25 \times 100} =$$

$$= \frac{253}{56,25} = 4,5\ \mu\text{H}$$

Come vedete il grid-dip può essere impiegato per svariati lavori, che richiederebbero solitamente molti altri strumenti. Vi raccomandiamo perciò di prendere l'abitudine di usarlo se ne possedete uno.

Per un impiego più appropriato aggiungiamo ancora poche note che vi potranno essere utili.

1. Usare sempre l'accoppiamento più lasco possibile (ossia la maggior distanza possibile fra la bobina e il circuito sotto prova). Avvicinarsi quel tanto che occorre per aver un'indicazione chiara da parte dell'indice del microamperometro.

2. Sintonizzare sempre iniziando dell'estremo delle frequenze basse della scala e andando verso le alte. Fermarsi al primo « dip ». Quando non si conosce minimamente il valore della frequenza di accordo sconosciuta, iniziare la misura con la bobina relativa alla gamma più bassa e innestare poi necessivamente le altre bobine fino a che non si troverà un « dip ».

3. La precisione di un grid-dip usato come generatore di segnali di emergenza, dipende dalla robustezza di costruzione, dalla stabilità della tensione di alimentazione o dal fatto se l'apparecchio è stato recentemente verificato e calibrato. La precisione di uno strumento di tipo economico è dell'ordine del 10-20 % del valore della frequenza indicata. L'errore in frequenza viene considerevolmente aumentato facendo funzionare il grid-dip con un accoppiamento troppo stretto.

4. Fate riscaldare per almeno 15 minuti lo strumento prima di utilizzarlo per misure e prove.

5. Trattate il vostro grid-dip con la stessa cura che dedicate ad uno strumento elettronico delicato. Proteggetelo dalle vibrazioni, dagli urti, dagli eccessi di temperatura e di umidità e dalla corrosione. Evitate i sovraccarichi possibili in presenza di circuiti caldi ad alta potenza. Controllatelo e calibratelo di tanto in tanto.

G. Abussi

Chi ha partecipato a una crociera, ha forse potuto conoscere l'angosciosa sensazione dell'avanzare in un banco di nebbia. La nave, si spinge in avanti con cautela, la voce delle sue sirene risuona a intervalli regolari, contrappuntata dal suono ovattato della campana di bordo. Anche la consapevolezza che ormai tutti i grandi natanti sono dotati di impianti radar non allontana del tutto lo sgomento di chi si trova, di colpo, ad essere privato di uno dei sensi più importanti: la vista.

Gli uomini che governano la nave, certo, vedono la cosa in modo diverso: « loro » hanno imparato rapidamente a servirsi degli occhi artificiali del radar. Ogni ostacolo viene subito individuato; le manovre sono immediatamente decise ed effettuate. Le dense nebbie del Nord, tanto per citare un esempio, sono così sconfitte.

Una rete di radar fissi a terra potrebbe dunque sembrare una cosa superflua, non è così. A chi esponeva l'opinione che una rete di radar terrestri destinata a controllare la navigazione lungo i fiumi Elba e Weser, fosse ingiustificata, fu data una risposta precisa: « È tutt'altro che una installazione inutile. Un battello in navigazione lungo l'Elba o il Weser dovrebbe ogni volta scoprire da sé gli ostacoli sulla sua rotta. Gli operatori dei radar a terra, incaricati di controllare ognuno una determinata zona, la conoscono invece perfettamente in ogni dettaglio e saprebbero in un batter d'occhio rilevare le variazioni ai profili abituali. In più sono collegati gli uni agli altri per mezzo del radiotelefono e con lo stesso mezzo possono comunicare direttamente con le navi, per segnalare situazioni da fronteggiare molto prima e molto meglio di quanto i battelli potrebbero fare con i loro normali mezzi di bordo ».

Attualmente le 60 miglia (circa 111 km) del fiume Elba sono controllate da sei stazioni radar. Quattro di queste stazioni sono invece installate lungo il fiume Weser che è la porta di accesso al porto di Brema, il secondo è il più vasto porto della Germania occidentale.

Poiché lo scopo di queste catene radar è di garantire il traffico lungo rotte sempre molto affollate e con tortuosi percorsi, le informazioni, relative ai singoli settori nei quali è suddiviso il percorso, vengono costantemente fornite da radar con zone di servizio parzialmente sovrapposte così che ogni metro del canale navigabile viene tenuto sotto costante controllo. La informazione ricevuta sotto forma di eco radar, compare sugli schermi di più unità indicatrici i quali, nel loro insieme, riproducono panoramicamente l'intero percorso con le posizioni reali dei natanti in movimento; e ciò più volte nel tempo di un minuto. Prima che una nave abbandoni un settore essa appare sullo schermo radar di quello successivo e così via fino alla fine della catena.

Le particolari condizioni delle coste nord-occidentali, con le molte secche distanti dalla terraferma, ha creato alcuni seri problemi che sono stati risolti grazie alla esperienza raggiunta nel campo specifico dei radar portuali.

ALIMENTATORE GENERATORE RC SIGNAL TRACER

per il laboratorio di riparazione dei ricevitori a transistor

Vengono descritti tre circuiti molto utili per il laboratorio di riparazione Radio TV: un alimentatore stabilizzato con fusibile elettronico, un generatore RC e un signal tracer di notevole sensibilità.

Questi tre interessanti circuiti per il controllo e la riparazione dei radioricevitori a transistor possono essere realizzati separati oppure combinati in un unico chassis come indicato nelle figure.

L'alimentatore

L'alimentatore possiede le seguenti caratteristiche:

tensione d'uscita da 3 V a 15 V, regolabili in maniera continua;

carico ammissibile 0,75 A fino a 9 V di tensione di uscita, al disotto di questo valore si può ammettere una corrente di 1 A.

resistenza interna con valore di 15 mΩ

« Fusibile » elettronico per carico da 600 mA fino a 1 A regolabili.

I normali radioricevitori a transistori lavorano con un valore di tensione di alimentazione compreso tra 4,5 V e 12 V. Per poter riparare radioricevitori a transistori di qualsiasi marca bisognerebbe poter disporre di tutti i vari tipi di batterie impiegati per l'alimentazione dei suddetti ricevitori. E' noto che la resistenza interna della batteria tende ad aumentare dopo un certo periodo di immagazzinaggio oppure in seguito ad un eccessivo ca-

Fig. 1 - A sinistra e al centro si trovano rispettivamente le regolazioni del generatore RC e del signal tracer; a destra si trovano quelle dell'alimentatore stabilizzato.

Fig. 2 - Vista superiore dello chassis.

rico. Ciò, com'è noto produce un'intollerabile variazione della tensione delle medesime. Di qui la necessità di poter disporre di un alimentatore stabilizzato con tensione d'uscita regolabile. Tale alimentatore dovrà possedere le seguenti caratteristiche:

a) Tensione di uscita regolabile in modo continuo.

b) Resistenza interna bassa.

c) Tensione di ronzio bassa.

d) Protezione contro sovraccarichi.

Schema elettrico e funzionamento

Il trasformatore di rete Tr_1 alimenta due sistemi di raddrizzatori montati rispettivamente in due ponti di Graetz. La corrente principale per i transistori di potenza viene fornita dall'avvolgimento W 3 ai cui terminali è presente una tensione di circa 24,5 V. L'avvolgimento W 4 fornisce la tensione necessaria ai transistori di comando. Con un sovraccarico di corrente di 1,5 A la tensione sul condensatore di filtro C_2 diminuisce da 36 V a 28 V. Il valore del carico può variare a seconda dei casi, da zero ad un valore massimo; ciò produce corrispondenti variazioni di tensione dell'alimentatore; il circuito stabilizzatore deve appunto impedire che ciò si verifichi. Ciò si ottiene mediante tre stadi di regolazione come indicato schematicamente in fig. 5. La tensione di alimentazione viene in questo modo stabilizzata a — 21 V e — 17 V in due stadi (T_1, T_3) per cui anche la potenza dissipata viene proporzionalmente suddivisa tra i due transistori nei quali, in condizioni di massimo carico, non viene mai superato il valore critico di dissipazione. Il terzo stadio (T_5) serve solo per poter regolare la tensione di uscita entro i valori da 3 a 15 V.

Fig. 3 - Vista laterale dello chassis.

Primo stadio

Il circuito di regolazione in cascata del primo stadio è formato dai transistori T_1, T_2 e T_{14} (fig. 4). La tensione di uscita del transistore T_2 viene portata a —21 V mediante il potenziometro R_5. Sulla base del transistore T_{14} viene applicata la tensione stabilizzata prelevata mediante il potenziometro R_5. Essa mantiene costante la tensione di emettitore del transistore T_{14}; l'emettitore di quest'ultimo è collegato alla base del transistore T_2 e pilota quindi il circuito in cascata.

Secondo stadio

I transistori T_7 e T_8 lavorano come amplificatori differenziali. Il transistore T_7 riceve la sua tensione di base da un partitore formato da R_6, R_{14}, R_{16} collegato alla tensione d'ingresso e alla tensione di uscita. Sulla base del transistore T_8 è applicata invece la tensione stabilizzata mediante i diodi Zener D_4, D_5. In questo modo, viene mantenuta costante la tensione comune di emettitore dei transistori T_7 e T_8. Questa serve come sorgente di tensione di paragone. Il collettore del transistore T_7 risulta collegato alla base del transistore del circuito in cascata. Quest'ultimo

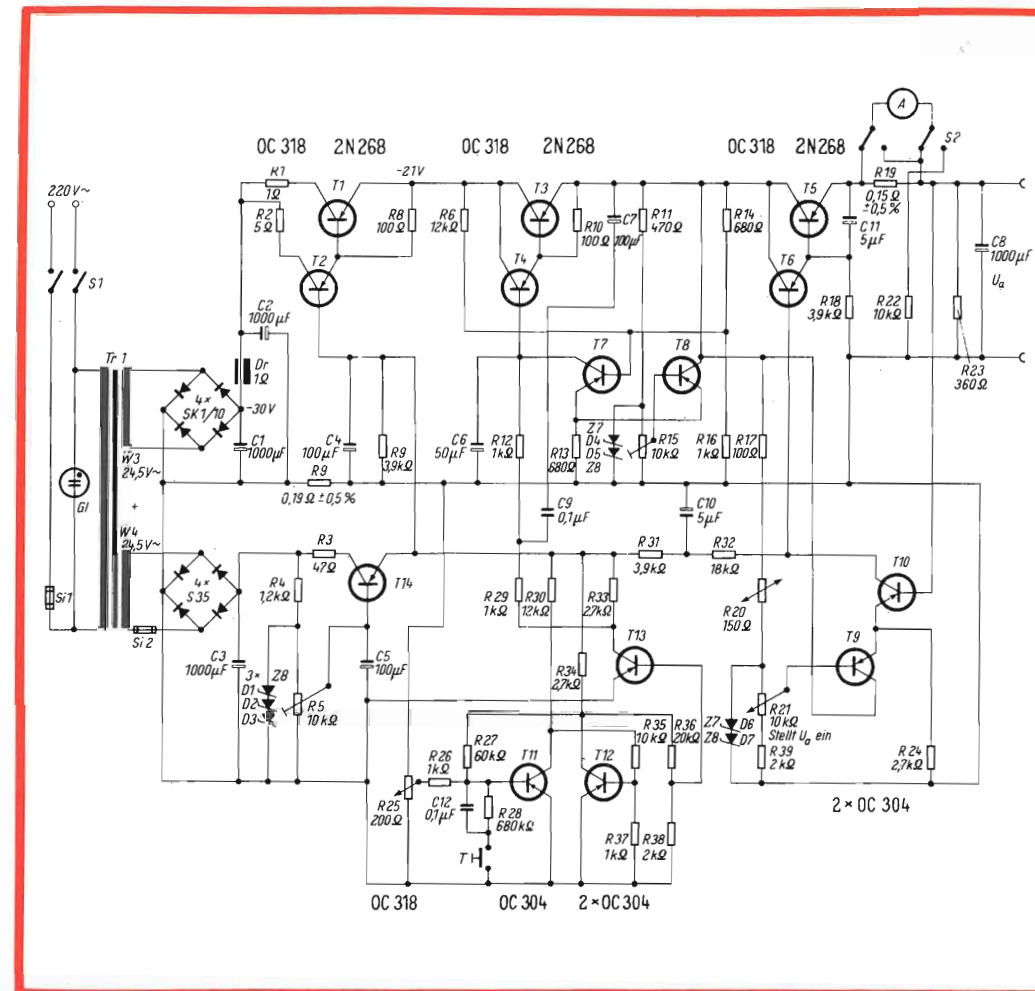



Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato. OC 318 = OC 74; 2 N 268 = ASZ 15; OC 304 = OC 71 oppure OC 75; SK 1/10 = OA 210; S 35 = OA 202.

è formato dei transistori T_3 e T_4 collegati in un circuito con collettore comune. Il circuito in cascata può considerarsi un transistore regolatore (posto in serie al carico) avente un elevato valore di amplificazione di corrente e parimente un elevato valore della resistenza d'ingresso.

La tensione di uscita sul transistore T_3 viene regolata al valore di —17 V mediante il resistore variabile R_{15}. Il circuito di regolazione è dimensionato in modo che la tensione di uscita aumenta di poco in condizioni di carico massimo.

Terzo stadio

La tensione d'ingresso dell'ultimo circuito in cascata (T_5 e T_6) può considerarsi costante. Questo circuito serve esclusivamente per poter regolare il valore della tensione di uscita la quale può assumere mediante il potenziometro R_{21} i valori compresi tra 3 V e 15 V. La tensione sul potenziometro viene stabilizzata mediante i diodi Zener D_6, D_7. La tensione di paragone presente sugli emettitori di T_9 e T_{10} viene successivamente confrontata con la tensione di uscita Ua.

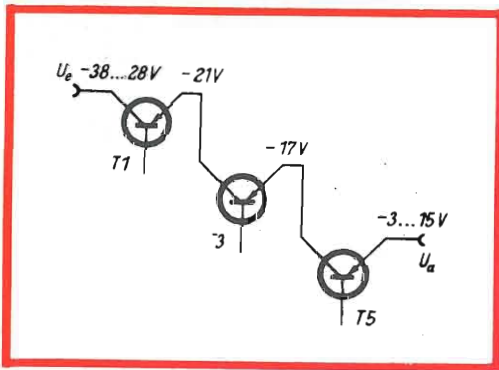



Fig. 5 - Suddivisione della tensione nei tre transistori di potenza dell'alimentatore.

Le variazioni di conduzione nel transistore T_5 e nei resistori R_9 e R_{19} prodotte dal carico vengono compensate dalla catena di reazione per cui la resistenza interna dell'alimentatore non tende ad aumentare. Se la tensione di uscita dell'alimentatore si abbassa in conseguenza del carico, la tensione di base del transistore T_{10} diventa più positiva. Il transistore viene portato a lavorare nella regione di bloccaggio.
Siccome la corrente di collettore di T_{10} diminuisce, anche la tensione agli estremi del resistore R_{32} diminuirà; in questo modo la base del transistore T_6 diventerà più negativa e la maggiore corrente circolante in questo transistore farà a sua volta aumentare la corrente di base del transistore T_5, il quale comincerà a condurre di più abbassando la sua resistenza interna. Conseguenza: la tensione d'uscita tenderà ad aumentare. Questa regolazione non ha praticamente nessuna costante di tempo in quanto nel circuito di regolazione non si trova alcun condensatore.

La tensione d'uscita viene mantenuta molto costante con questo sistema di regolazione.

Fusibile « elettronico »

Questo dispositivo ha lo scopo di proteggere l'alimentatore nel caso si verifichi un sovraccarico oppure un cortocircuito ai morsetti di uscita. La sensibilità di questo circuito può essere regolata entro valori ben determinati. Resistori in parallelo proteggono il circuito contro momentanei sovraccarichi. Si devono comunque evitare « volontari » cortocircuiti dato che i transistori del fusibile « elettronico » potrebbero « far cilecca » ed allora... Il fusibile « elettronico » è essenzialmente un multivibratore bistabile. Quando la caduta di tensione agli estremi del resistore R_9 (0,19 Ω) supera, a causa di un aumento di corrente, un determinato valore, il fusibile « scatta », blocca la corrente dell'alimentatore e rimane in questa posizione fintantochè non lo si riporti nella primitiva posizione mediante il tasto T. In condizioni normali, la base del trinsistore T_{11} non riceve alcuna tensione, è cioè bloccata; a causa di ciò il transistore T_{12} riceve una forte polarizzazione e conduce, ciò produce a sua volta il bloccaggio di T_{13}. Il fusibile « elettronico » non influisce minimamente sul circuito di stabilizzazione. Il contrario succede quando il fusibile « elettronico » si sbilancia nuovamente: T_{11} comincia a condurre, T_{12} si blocca, T_{13} conduce. T_{13} toglie via la tensione dalla base del transistore T_4 e l'alimentatore non fornisce più alcuna tensione.

IL GENERATORE RC

Dati tecnici

Campo di frequenza: 20 Hz... 20 kHz suddiviso in tre gamme 20 ... 200, 200 ... 2000 Hz e 2 ... 20 kHz.

Tensione di uscita: 0...1,5 V ($\approx$ 4,5 V)

Funzionamento

Lo schema completo del generatore RC è dato in fig. 6. L'avvolgimento W 2 del trasformatore Tr_2 fornisce la tensione ad un circuito raddrizzatore a ponte di Graetz. La tensione di uscita — U_b viene stabilizzata mediante un semplice transistore ed è quindi non influenzata dalle variazioni della tensione di rete.

Il generatore vero e proprio lavora secondo il principio di un generatore Wien.

Questo generatore R-C può essere impiegato come sorgente di segnale per la riparazione di radioricevitori, per il controllo della banda passante degli amplificatori B.F. ed infine come sorgente per la

modulazione e il controllo di trasmettitori.

Il campo di frequenza del generatore viene ripartito in tre sezioni decadiche mediante il commutatore tandem S3, S4. La regolazione fine e continua della frequenza è effettuata dal potenziometro-tandem R_5, R_7. In serie ai suddetti potenziometri si trovano i resistori R_4 e R_6 ciascuno del valore di 820 Ω, ciò consente di avere un rapporto di frequenza di 10 : 1. Le differenze di valore tra i due potenziometri sono tollerabili e si può quindi ottenere una scala di frequenza abbastanza lineare. I termistori R_{13} e R_{22} nei rispettivi rami di controreazione effettuano la limitazione dell'ampiezza del segnale. Il generatore è quindi in grado di fornire una tensione di uscita di livello costante entro tutto il campo delle frequenze di lavoro.

Il transistore T_5 nello stadio finale di potenza lavora in un circuito «split-load», e cioè con carico ripartito: si può infatti prelevare la tensione d'uscita regolabile da 0 a 1,5 sul resistore di emettitore R_{27} (bassa resistenza interna) come pure è possibile ricavare dal resistore di collettore R_{24} una tensione di uscita costante di valore più elevato (4,5 V).

Questo stadio di potenza disaccoppia l'uscita del generatore vero e proprio. Siccome i transistori T_4 e T_5 lavorano con la massima dissipazione ammessa, è necessario che le alette di raffreddamento o i radiatori siano dimensionati con una certa larghezza.

Il campo di frequenza del circuito è limitato fino a 30 kHz a causa della frequenza di taglio dei transistori impiegati.

L'oscillatore

L'oscillazione ha luogo (fig. 7) a causa del riporto della tensione di uscita Ua nel circuito d'ingresso attraverso combinazioni RC; in particolare R_1 C_1 e R_2 C_2 formano un circuito sfasatore e un partitore di tensione. Con valori di RC fissi, la tensione di ingresso Ve e la tensione di uscita Va si trovano in fase solo per un

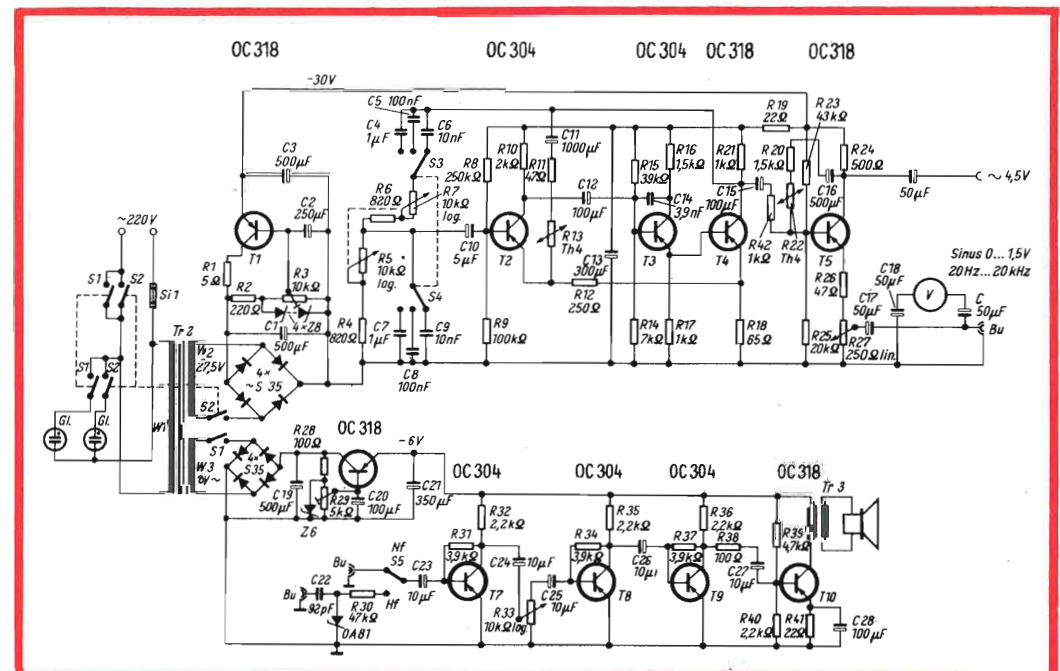



Fig. 6 - Schema elettrico completo del generatore RC e del signal tracer.

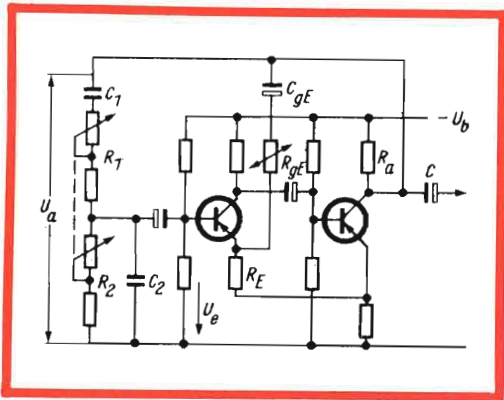



Fig. 7 - Schema di principio del generatore RC.

valore di frequenza f dato dalla formula:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

A questa frequenza il rapporto tra le tensioni Va/Ve è 3 : 1, e l'angolo di fase φ è uguale a zero. La rotazione di fase è di 180° per ogni stadio dell'amplificatore e quindi complessivamente 360°. L'amplificatore, perchè possano essere mantenute le oscillazioni, è necessario che possieda un valore minimo di amplificazione uguale a 3. Siccome la tensione di uscita avrebbe un livello molto elevato, essa viene mantenuta bassa mediante un ramo di controreazione formato dalla combinazione di C_{gE} e R_{gE}; in questo modo vengono evitati fenomeni di sovrapilotaggio.

Taratura

La scala del generatore può essere convenientemente tarata mediante un oscilloscopio ed un altro generatore B.F. Il segnale di uscita del generatore campione viene collegato ad una coppia delle placchette di deflessione del tubo dell'oscilloscopio, l'altro segnale di uscita del generatore da tarare viene applicato all'altra coppia di placchette del tubo R.C. L'ampiezza di questi due segnali deve essere possibilmente identica. Se tra la frequenza conosciuta e quella non nota esiste un rapporto intero, sullo schermo del tubo RC si formeranno le note figure « stazionarie » di Lissajous. Quando le due frequenze sono nel rapporto di 1 : 1, sullo schermo del tubo RC comparirà un cerchio o un ellisse.

Questi valori di frequenza verranno riportati sulla scala. Per primi si individueranno i valori estremi di frequenza delle tre scale decadiche. Ponendo nel ramo del ponte in parallelo ai condensatori che fissano le frequenze altri valori di condensatori si cercherà di fissare gli estremi a destra della scala con valore di 20 Hz, 200 Hz e 2 kHz. Siccome il rapporto di frequenza è leggermente superiore a 10:1; si verificherà agli estremi di ogni gamma una certa soprapposizione delle frequenze.

IL SIGNAL TRACER

Questo circuito serve per controllare gli amplificatori B.F. e F.I. Esso è formato da una sezione alimentatrice, da una sezione demodulatrice del segnale R.F. e da un amplificatore B.F. a quattro stadi. L'ingresso, essendo il transistore montato in un circuito con emettitore comune è a bassa impedenza.

Realizzazione pratica

I tre circuiti possono essere, per comodità, montati separati su un unico chassis. Nelle fig. 2 e 3 diamo un esempio di pratica realizzazione, dove si può facilmente vedere la posizione dei componenti principali. I circuiti possono essere realizzati su circuito stampato. L'alimentatore, il generatore RC sono disposti verticalmente, il signal tracer, l'alimentatore del generatore RC sono disposti orizzontalmente. I transistori di potenza T_1, T_3, T_5 con relativi radiatori sono fissati sullo chassis principale.

L. C.

(Da « Funkschau »)

BOBINE E TRASFORMATORI CON NUCLEO IN FERROXCUBE

Si descrivono le principali proprietà dei materiali in ferroxcube atti ad essere impiegati in bobine di carico, circuiti accordati, bobine d'arresto e in altre numerose applicazioni.
I tipi di ferroxcube trattati nel corso dell'articolo sono i nuclei ad olla della serie P, i nuclei a croce per trasformatori e i nuclei ad H.

I nuclei ad olla, inizialmente progettati per essere impiegati negli equipaggiamenti telefonici ad onda portante, vengono oggi utilizzati nella realizzazione di bobine di carico, circuiti accordati, bobine d'arresto e in numerose altre applicazioni dove siano richieste delle induttanze che abbiano una elevata sicurezza di funzionamento.

Attualmente esiste in commercio una grande varietà di tipi di nuclei ad olla che permettono di soddisfare numerose condizioni di funzionamento entro una gamma di frequenze che va dalle frequenze acustiche fino a circa 20 MHz. Oltre ai nuclei ad olla della serie P, sono stati introdotti recentemente altre nuove forme, come ad esempio i nuclei a croce e i nuclei ad H, che offrono altri vantaggi in applicazioni specifiche.

Introduzione

In questi ultimi anni i nuclei in ferroxcube hanno quasi completamente sostituito i nuclei di altro materiale nelle bobine e nei trasformatori utilizzati nella tecnica delle comunicazioni. I nuclei in ferroxcube permettono di realizzare delle bobine di dimensioni molto minori di quelle costruite con i materiali tradizionali.

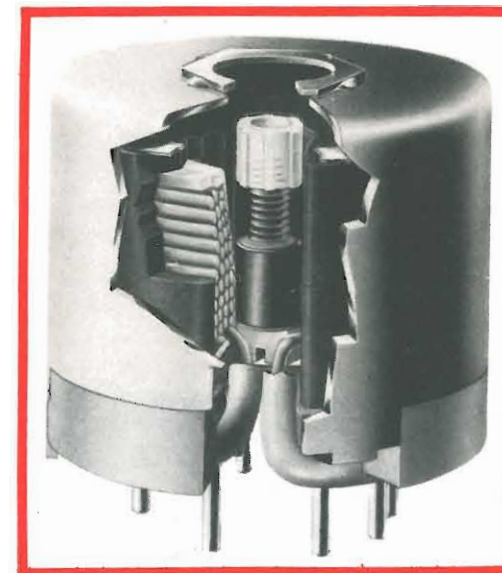



Fig. 1 - Vista in sezione di un nucleo ad olla di ferroxcube della serie P.

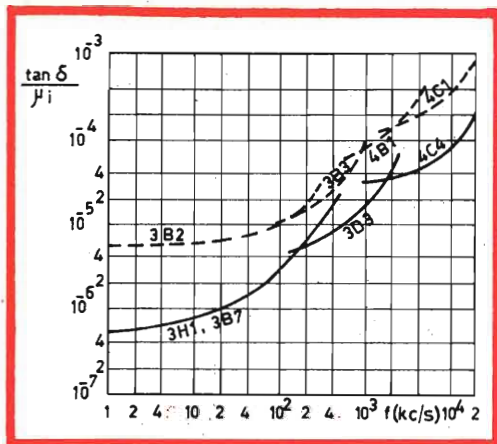



Fig. 2 - Diminuzione del coefficiente di perdita relativa tg δ/μ_i per i tipi di ferroxcube 3H1 (3B7), 3D3, 4C4, in funzione della frequenza. Per confronto sono riportate le curve dei vecchi tipi di ferroxcube 3B2, 3B3, 4B1 e 4C1.

Questi nuclei hanno una maggiore permeabilità, ed inoltre, in una vasta gamma di frequenze, le loro perdite sono inferiori a quelle dei nuclei classici. Il valore dell'induttanza può essere regolato facilmente ed in modo esatto con la semplice regolazione del traferro.

Nel corso di questi ultimi anni, la qualità delle ferriti è stata migliorata ed inoltre sono state progettate nuove e migliori forme di nuclei per le bobine e i trasformatori. I dispositivi di montaggio per i nuclei di ferroxcube sono stati studiati in modo da potersi adattare sia ai moderni circuiti stampati che ai telai per cablaggi normali.

Descriveremo ora i recenti perfezionamenti che hanno subito i nuclei di ferroxcube per le bobine e i trasformatori.

Nuclei ad olla in ferroxcube della serie P

I nuclei toroidali di materiale convenzionale vengono usati ormai da trent'anni per la costruzione delle bobine e dei filtri che lavorano al di sopra delle frequenze acustiche. In seguito si è passati ai nuclei di tipo classico, ma regolabili; essi permettevano una regolazione limitata dell'induttanza della bobina mediante l'inserimento di un nucleo filettato in un foro centrale.

Dopo l'introduzione delle ferriti, avvenuta verso la fine della seconda guerra mondiale, si cominciarono ad usare i nuclei ad « olla ». Nella sua forma iniziale, questo nucleo era costituito da un anello, un nucleo centrale e da due placche di chiusura. La regolazione della permeabilità effettiva μ_e si otteneva con una diminuzione corrispondente del nucleo centrale (regolazione magnetica). Una striscia di materiale sintetico inserito nel traferro e rivestito di ferroxcube di spessore aumentante permette di completare la regolazione dell'induttanza.

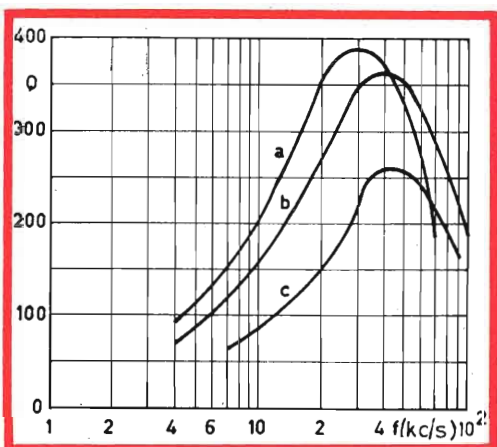



Fig. 3 - Fattore di merito Q delle bobine in funzione della frequenza, misurato su dei nuclei ad olla P14/8 e P18/11, in confronto con il vecchio tipo di nucleo ad olla D25/12:

a) P14/48 - 3H1; μ_e = 198; 420 spire di filo di rame smaltato di 0,12 mm, L = 55,6 mH, volume occupato = 1,35 cm^3

b) P18/11 - 3H1; μ_e = 119; 410 spire di filo di rame smaltato di 0,18 mm, L = 42,3 mH, volume occupato = 2,8 cm^3

c) D25/12 - 3B2; μ_e = 60; 517 spire di filo di rame smaltato di 0,12 mm, L = 50 mH, volume occupato = 6,5 cm^3.

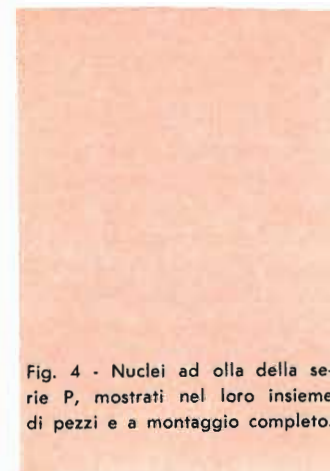
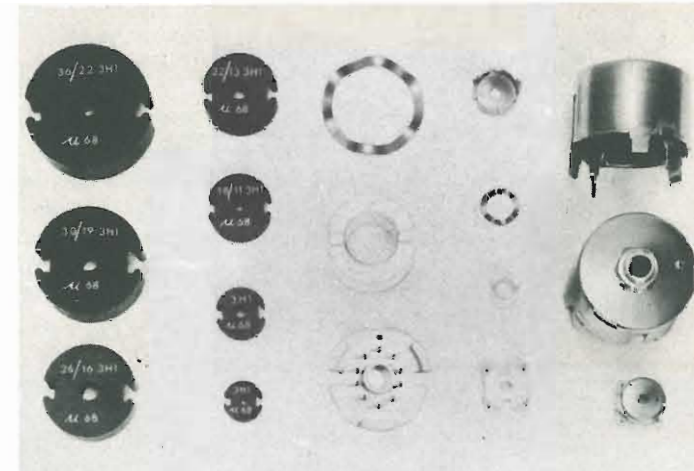



Fig. 4 - Nuclei ad olla della serie P, mostrati nel loro insieme di pezzi e a montaggio completo.

Uno dei grandi vantaggi dei nuclei ad olla in ferroxcube rispetto ai nuclei normali in polvere di ferro o ai nuclei elicoidali è che la loro permeabilità effettiva può essere adattata alle richieste specifiche dell'induttore per una data applicazione.

Questa possibilità di adattamento della permeabilità effettiva unita alle piccole perdite si traduce in fattori di merito elevati per i nuclei di piccole dimensioni; di conseguenza anche tutto l'insieme dell'equipaggiamento è di dimensioni ridotte e non richiede nessuna schermatura esterna. Parti metalliche nelle vicinanze della bobina non provocano nessuna perdita, poiché la dispersione del campo magnetico attorno al nucleo ad olla è estremamente debole. Una ulteriore diminuzione delle dimensioni è stata studiata recentemente grazie a una tecnica di molatura perfezionata e si è così giunti a una nuova serie di nuclei ad olla, chiamata serie P.

I nuclei di questa serie permettono di realizzare delle bobine di alta qualità e con un fattore minimo di distorsione armonica totale.

Contemporaneamente con la diminuzione delle dimensioni dei nuclei ad olla della serie P, si sono creati tipi di ferroxcube a deboli perdite che permettono di migliorare notevolmente le proprietà delle bobine.

I tipi 3H1, 3B7, 3D3 e 4C4 sono, in relazione al fattore di perdite relative, in ordine di bontà (fig. 2) migliori dei vecchi tipi di ferroxcube 3B2, 3B3, 4B1 e 4C1.

Le proprietà elettriche più importanti di una bobina sono le perdite totali, comprendenti le perdite d'isteresi, e la stabilità dell'induttanza in funzione del tempo e della temperatura. Queste perdite sono determinate in gran parte dalla scelta appropriata della permeabilità effettiva μ_e. Tuttavia, si deve tener presente che nel caso di un fattore di qualità massimo, circa la metà delle perdite totali è costituita dalle perdite del rame e del materiale isolante. Di conseguenza, nel progetto delle bobine, è della massima importanza la scelta appropriata del filo utilizzato e del materiale isolante.

Nelle bobine di bassa frequenza, lo spazio disponibile per l'avvolgimento viene utilizzato al massimo, invece nelle bobine di alta frequenza si deve fare in modo che le capacità di dispersione non diventino eccessive. È impossibile dare del-

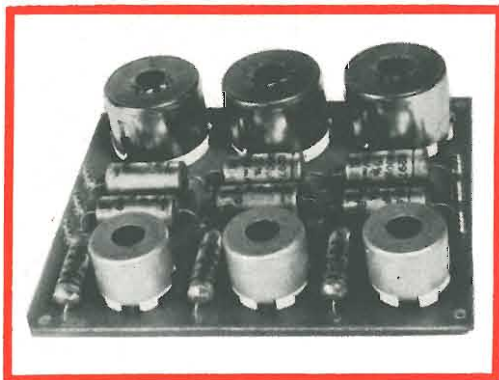



Fig. 5 - Esempio di impiego di nuclei ad olla in un filtro di frequenze.

le regole fisse per la realizzazione, che dia risultati ottimi, di bobine con nucleo ad olla.

Il numero di spire N per una induttanza L, si calcola con l'aiuto della formula:

$$N = a \sqrt{L}$$

oppure:

$$N^2 = \frac{L}{A_L}$$

dove:

a = fattore spire, cioè il numero di spire per 1 mH quando il contenitore della bobina è interamente riempito.

A_L = fattore di induttanza, cioè l'induttanza in mH per spira, anche questo calcolato con il contenitore della bobina interamente riempito.

Quando non si procede ad alcuna regolazione con l'introduzione di un traferro, i limiti entro i quali può variare la induttanza della bobina montata sono determinati dalle proprietà del materiale del nucleo e dalle tolleranze meccaniche del nucleo.

I valori di μ_e, **a** e A_L figurano nei dati concernenti i nuclei ad olla senza meccanismi di regolazione.

Per un fattore di merito Q dato, i nuclei ad olla realizzati con i tipi di ferroxcube 3H1 e 3B7 sono di dimensioni minori rispetto ai nuclei che utilizzano materiali convenzionali (vedere fig. 3). Questa è una conseguenza delle perdite minori che permettono di scegliere una permeabilità effettiva più elevata.

Con la scelta della permeabilità effettiva, si deve tener conto anche della possibilità di compensazione della temperatura del circuito di risonanza. Il coefficiente di temperatura TK_{rel} del ferroxcube tipo 3H1, in relazione a $\mu_e = 1$, è di circa $+ 1{,}10^{-6}/°C$ da + 23 °C fino a + 70 °C.

Così per esempio con una permeabilità effettiva di $\mu_e = 150$ il coefficiente di temperatura dell'induttore sarà:

$$TK_L = \mu_e \times TK_{rel} = 150 \times 10^{-16}/°C$$

La deriva di temperatura degli induttori utilizzanti ferroxcube tipo 3H1 con $\mu_e = 150$ può essere compensata per mezzo di un condensatore di polistirene il cui coefficiente di temperatura è di $- 180 \times 10^{-16}/°C$.

Una permeabilità effettiva di $\mu_e = 150$ fornisce un fattore di qualità Q abbastanza alto nella gamma di frequenze da 12 a circa 200 kHz, con l'impiego di nuclei ad olla più piccoli, come per esempio il P 18/11 o il P 14/8.

Questa gamma di frequenze, scelte nel valore appropriato per i nuclei della serie P è importante nella tecnica delle frequenze portanti.

Nella tabella 1 sono riportati i campi di applicazione dei nuclei ad olla della serie P.

TABELLA 1 - Campi d'impiego dei nuclei ad olla della serie P

Campi di applicazione	Gamma di freq. approssimata	Tipo di ferroxcube
bobine di filtro	0,1 ÷ 200 kHz 200 kHz ÷ 2 MHz 2 MHz ÷ 20 MHz	3B7, 3H1 3D3 4C4
bobine di carico	fino a 60 kHz	3H1, 3B7
trasformatori, bobine d'arresto	200 Hz ÷ 10 MHz	3H1

Oltre al tipo di ferroxcube 3H1 si può usare il tipo 3B7 in quanto si avvicina in tutte le sue caratteristiche, salvo che per il coefficiente di temperatura TK_{rel}, al tipo 3H1. Il coefficiente di temperatura del tipo 3B7 è circa nullo, quindi si preferisce usare questo ferroxcube quando si costruiscono circuiti accordati realizzati con condensatori a mica, il cui coefficiente di temperatura è circa uguale a zero.

Di conseguenza, il coefficiente di temperatura TK_L è sempre nullo per ogni valore di μ_e e dunque indipendente dalla regolazione. In pratica, la determinazione della permeabilità effettiva ottima o del valore di A_L è sempre un compromesso fra il coefficiente di temperatura e il fattore di merito desiderato, della bobina. Siccome con il nucleo 3B7, non è necessario tener conto del coefficiente di temperatura, si può scegliere la permeabilità effettiva in considerazione unicamente del fattore di qualità Q più elevato.

Per le bobine e i filtri di qualità, si devono prendere in considerazione il fattore di distorsione armonica totale e la stabilità della bobina (in relazione alla permeabilità effettiva).

Il fattore di distorsione armonica totale è circa proporzionale al fattore di isteresi. Il fattore d'isteresi del ferroxcube tipo 3H1 o 3B7 è circa di un ordine di grandezza inferiore a quello del tipo precedente 3B2.

La stabilità di una bobina con nucleo ad olla dipende da diversi fattori. L'influenza derivata dal Ferroxcube stesso, come per esempio la diminuzione della permeabilità con l'andar del tempo, è chiamata « disadattamento ».

Il fattore di disadattamento DA_{rel} è la variazione della permeabilità del nucleo in una decade di tempo; esso è circa due volte minore del ferroxcube 3H1 e 3B7 del tipo 3B2.

Anche i tipi 3D3 e 4C4 hanno dei valori molto buoni del fattore d'isteresi e di « disadattamento ».

Per il montaggio dei semi-nuclei ad olla della serie P, si è adottato un nuovo dispositivo per un risparmio di spazio. Una rondella elastica, rigorosamente dimensionata pressa i due semi-nuclei l'uno contro l'altro nel dispositivo di montaggio in modo che eventuali urti o vibrazioni non alterino la loro posizione (figura 4).

L'induttanza di un nucleo ad olla preregolato aumenta con l'inserimento di un dispositivo di regolazione. In pratica un campo di regolazione del 10% è sufficiente per compensare le tolleranze dei condensatori e degli induttori, come pure per le capacità e le induttanze che si produ-

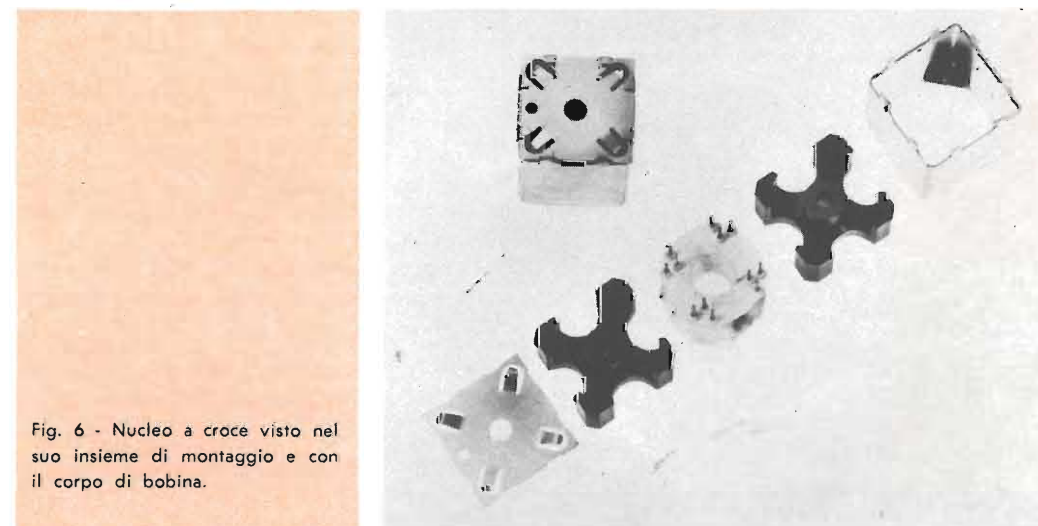



Fig. 6 - Nucleo a croce visto nel suo insieme di montaggio e con il corpo di bobina.

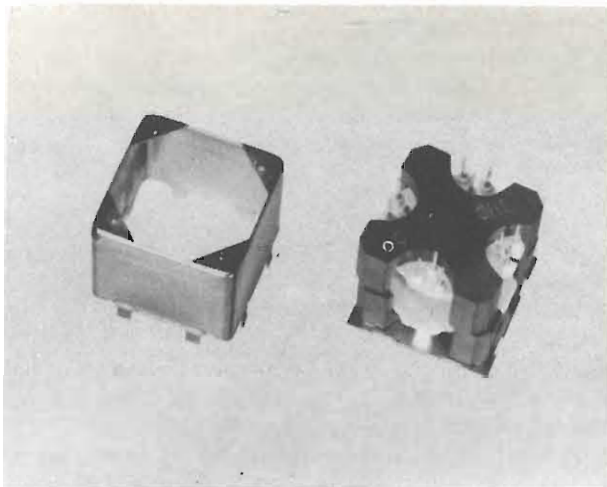



Fig. 7 - Nucleo a croce X 30 a montaggio completo con il suo contenitore metallico.

cono quando i componenti sono incorporati nel circuito.

I dispositivi di regolazione permettono di aumentare il valore di μ_e da un minimo del 9% ad un massimo del 14% circa.

Quando si richiede una stabilità ottima, si deve scegliere il tipo di dispositivo di regolazione appropriato, con un nucleo ad olla determinato.

I nuclei ad olla della serie P possono essere montati su pannelli convenzionali o su piastre a circuito stampato (fig. 5). Il materiale isolante della placca dove sono fissati i terminali può sopportare le temperature che si producono durante la saldatura.

Dopo aver introdotto la molla nell'involucro, il nucleo è tenuto alla pressione richiesta dalla placca con i terminali.

L'insieme del nucleo è tenuto a posto dalle tre orecchiette ripiegate. Per il montaggio su dei pannelli classici, si dispone di un anello di fissaggio e di un dado. I tipi P11/7 e P14/8 non presentano invece questa facilità di montaggio. Essendo le dimensioni occupate particolarmente critiche per i piccoli nuclei ad olla, il dispositivo di fissaggio del nucleo P11/7 è costruito in modo che i quattro terminali delle bobine richiedano una base di dimensioni massime pari a 12,45 millimetri x 12,45 mm e un'altezza di montaggio di soli 9 mm (vedere fig. 4).

Diverse versioni dei nuclei ad olla

a) semi-nuclei ad olla senza traferro.

Questi nuclei sono particolarmente interessanti per i numerosi costruttori che procedono essi stessi alla regolazione e che in questo modo dispongono di tutti i vantaggi di una libera scelta della permeabilità effettiva. I semi-nuclei ad olla sono forniti solamente senza traferro, per formare un nucleo completo sono necessari due di questi pezzi.

b) Nuclei ad olla pre-regolati con dei valori di μ_e secondo la progressione E6.

Questa serie di nuclei ad olla preregolati, offre il vantaggio che si può scegliere la stessa permeabilità effettiva per ogni dimensione del nucleo ad olla. Questi nuclei, dopo il montaggio, offrono la possibilità di variare l'induttanza entro scarsi limiti.

c) Nuclei ad olla pre-regolati con dei valori di A_L secondo la progressione R5 e R10.

Come i tipi pre-regolati, riportati nel punto b), questi nuclei ad olla hanno dei limiti d'induttanza limitati.

Nuclei a croce per trasformatori

Con l'introduzione dei circuiti stampati ogni componente tende ad essere disposto in uno spazio rettangolare e in una altezza ridotta. La base di un nucleo a croce e quella di un nucleo ad X non è altro che il quadrato circoscritto a un nucleo ad olla.

Oltre alla particolare conformazione dei nuclei per l'adattamento ai circuiti stampati, i nuclei a croce sono stati progettati in modo che il contenitore della bobina sia munito direttamente dei piedini di collegamento per il montaggio sulla piastra di cablaggio.

Questo artifizio offre il vantaggio che si possono collegare direttamente sul contenitore della bobina, diversi fili di uscita la qual cosa riduce in modo considerevole i consumi dovuti alle rotture dei fili (figure 6 e 7).

Le condizioni per uno sfruttamento efficiente dello spazio rettangolare vengono così soddisfatte, l'altezza ottima dei nuclei a croce è circa uguale a 0,8 volte il lato di base del quadrato.

Nuovi materiali di ferroxcube con alta permeabilità sono stati utilizzati per la costruzione di questi nuclei e lo spazio sul circuito stampato è meglio utilizzato che nel caso dei trasformatori impieganti nuclei di ferroxcube ad E (vedere tabella 2).

TABELLA 2 - Illustrazione del fattore $R_o/L \cdot V$ * superiore per nuclei a croce

Nucleo	Volume occupato V (cm³)	Perdite CC ** R_o/L (Ω/H)	$R_o/L \cdot V$ (Ω/H · cm³)
Nucleo a croce x 22	8,35	13,3	111
Nuclei protetti P22/13	8,20	12	99
2 x nuclei ad E - 20 mm di altezza	8,45	18,4	156
2 x nuclei ad E - 30 mm di altezza	20,8	7	146

* Prodotto delle perdite CC del volume occupato.

** Per un fattore di carico del rame $f_{cu} = 0,5$ e determinato per una bobina o trasformatore a frequenza elevata e a bassa tensione.

Le estremità del filo dell'avvolgimento del trasformatore possono essere saldate direttamente ai terminali di contatto sulla bobinatrice oppure si può ricorrere a un collegamento economico con la tecnica della saldatura per immersione. La resistenza meccanica del corpo di bobina, realizzato in un nuovo materiale di alta qua-

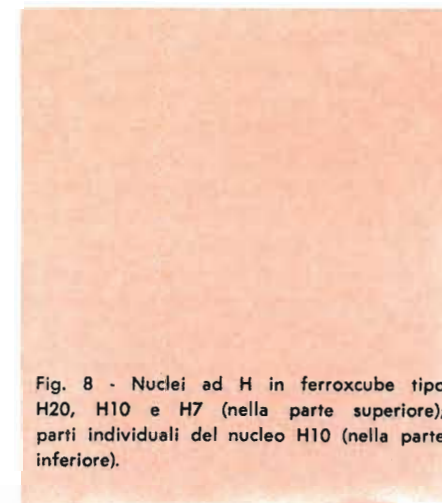



Fig. 8 - Nuclei ad H in ferroxcube tipo H20, H10 e H7 (nella parte superiore); parti individuali del nucleo H10 (nella parte inferiore).

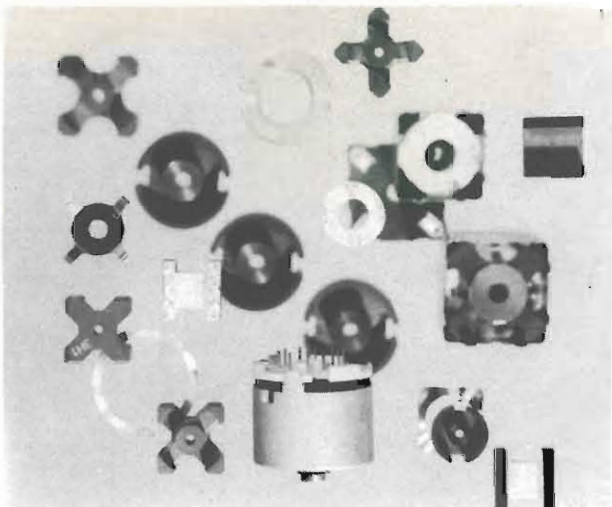



Fig. 9 - Diverse forme di nuclei in ferroxcube.

lità elettrica, è sufficientemente alto perché il trasformatore completo possa essere montato su questi contatti.

I numeri con l'indicazione del tipo danno approssimativamente la lunghezza, in millimetri della superficie di base.

I nuclei a croce di dimensioni inferiori a quelle del tipo X 22, sono difficili da realizzare, in quanto lo spazio disponibile per i collegamenti al corpo della bobina diventa estremamente ridotto.

Nuclei ad H, una nuova forma di costruzione per i trasformatori

Quando si considera in modo specifico il problema della miniaturizzazione dei trasformatori da impiegare nel campo delle telecomunicazioni, si constata che, benché i recenti progressi abbiano portato a dei materiali di Ferroxcube a permeabilità relativa superiore a 5000, questa elevata permeabilità non potrebbe essere efficacemente utilizzata in pratica. Un traferro di 1 μm in un nucleo a permeabilità elevata avente una lunghezza effettiva di 10 mm produce una riduzione fino al 30% del valore di μ_e.

Un'altra difficoltà nella miniaturizzazione dei nuclei ad E per esempio, sta nella perdita dello spazio di avvolgimento dovuto alle tolleranze del nucleo e al contenitore della bobina. Nel caso del nucleo ad H la sottile bobina e i piedini di collegamento formano un insieme unico, integrato con la sezione del ferroxcube a forma di H, eliminando virtualmente questo fattore (fig. 8).

La tecnica di ingrandimento della superficie del traferro effettivo, riducendo così la sua influenza, porta a una diminuzione del μ_e dell'ordine del 5% solamente, invece del 30% come sopra detto.

La costruzione H-O (sezione H più una sezione rettangolare) costituisce una soluzione ideale per trasformatori molto piatti, in quanto, quando si dispone di una altezza maggiore, è preferibile la costruzione H-U.

La costruzione di un trasformatore con nucleo H non richiede che poche parti individuali, presentando lo stesso avvolgimento molte particolarità economiche. Una di queste particolarità permette di ottenere tutti i vantaggi di un nucleo toroidale senza i suoi svantaggi; in particolare non è richiesta nessuna tecnica di avvolgimento speciale.

Un trasformatore a larga banda, con nucleo H10, collegato per esempio a una impedenza della sorgente di 600 Ω, e chiusa, dal lato del secondario con 150 Ω, permette di ottenere un guadagno della banda di 0,18 dB quando la caratteristica

di guadagno è compresa fra 1 kHz e 50 kHz. Il punto + 3 dB inferiore si trova a 100 Hz e quello superiore a 600 kHz.

Previsioni per il futuro

I nuclei ad olla, realizzati con l'aiuto di nuovi tipi di ferroxcube, permettono di ottenere delle bobine con fattore di merito molto elevato.

Quando si utilizzano queste qualità superiori di bobine, o se si desidera trarre vantaggio dalla riduzione delle dimensioni, si deve far fronte innanzitutto al problema della stabilità. Le cause della determinazione della stabilità sono dovute in parte, al materiale stesso e in parte alle influenze esterne. Le influenze esterne dovute ai corpi di bobina, al montaggio e al meccanismo di regolazione si possono ridurre sempre di più col perfezionarsi della tecnica.

Per « variabilità » si intende la stabilità del materiale in funzione della temperatura, della resistenza alle sollecitazioni meccaniche ed elettriche.

I miglioramenti futuri tenderanno certamente a trovare materiali più stabili, in modo che la stabilità sia migliore di quella dei materiali attualmente disponibili.

Un ulteriore aumento della permeabilità iniziale a valori compresi fra 10.000 e 20.000 si può utilizzare solamente per nuclei toroidali per trasformatori più piccoli.

F. T.

(Da « Digested Concern Literature »)

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

Continua dal n. 6 1966

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAIONO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 2-1965

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

TII = Texas Instruments, Semicon-Components Div.
HITJ = Hitachi Ltd.
FERB = Ferranti Ltd.
GESY = General Electric Semicon. Products
TRW = TRW Semiconductors
TOSJ = Tokyo Shibaura Electric Co.
SELG = Standard Elektrik Lorenz Aktiengesellschaft
CDC = Continental Device Corp.
FSC = Fairchild Semiconductor Division
PHIN = Philips Gloeilampenfabrieken
NONE = non identificato
TFKG = Telefunken GmbH
BEN = Bendix Semicon Division
RAYN = Raytheon Semiconductor Division
INTG = Intermetall
BRUB = Brush Crystal Co. Ltd.
MOTA = Motorola Semicon Products
NECJ = Nippon Electric Co. Ltd.
NAS = National Semiconductor Corp.
CSF = (COSEM) Cie Generale des Semi-Conducteurs
ETC = of America Transistor Corp.
SGSI = Sylvania Semiconductor Div.
TEC = Industro Transistor Corp.
SYL = Fujitsu Limited SONY Corp.
ITC = Radio Corp. Electronic
FCAJ = Electronic Corp.
SONY = Semiconduttori
RCA = Transitron Societa Generale

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) **57**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) / MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVcbo (V)	BVceo ∅-BVces §-BVcer (V)	BVebo (V)	Ic (mA)	Icbo Max. con Vcb max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C – POLARIZZAZIONE Vcb ∅-Vce (V)	Ie ∅-Ic Δ-Ib (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (x10-4)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N1155	750∅	1.00	.17$	80		1.0	50	6.0	10	5.0	19	2.0∅	30∅	3∅		G	TII
2N1156	750∅	1.00	.17$J	120		1.0	40	8.0	10	5.0	15	b1.0	12	3∅		G	TII
2SC116	750	70.0§	.20§J	50		5.0	200	1.0∅	6.0∅	10	3.5		70		20	EM	HITJ
2SC150	750	100		20		5.0	100	1.0	6.0	10	50				7.0	ME	HITJ
ZT68 ∅	750	120§Δ	.23§J	100	80	5.0		.05	6.0	1.0∅	90				8∅	PE∅	FERB
2SC151	750	130		40		5.0	100	1.0	6.0	10	50				7.0	ME	HITJ
2SC152	750	160		60		5.0	100	1.0	6.0	10	50				7.0	ME	HITJ
2SC112 ∅	750	180	.12§J						2.0∅	200	35Δ†				7.0		HITJ
2SC113 ∅	750	180	.12§J						2.0∅	200	35Δ†				7.0		HITJ
2SC153	750	350		120		40	100	1.0	10	10						ME	HITJ
2N2868	800		.22§J	60	40	7.0	1A		10∅	10∅	30†Δ				20∅	Δ	GESY
2N2886	800		§J	50	40	5.0	.50	.10∅	1.5∅	5.0∅	22†Δ					†	TRW
2SC70	800			180			20		30∅	2.0	45				1.8	A	TOSJ
11B1260	800		.22§J	100	60	7.0			10∅	150∅	80†Δ	b 1∅	8.0∅	4∅	15∅	PL†	GESY
BFY41	800		.22§S	120	120§	5.0	600	.10∅	10∅	50∅	35†Δ				14	PL	SELG
CDQ10049	800		.22§		110§	5.0			1.0∅	6.0∅	60†#					PL	CDC
FSP-1 Δ	800		.22§J	25	20	5.0		.01								PL	FSC
2N497	800	2.0§Δ	.22§S	60	60	8.0		10	10∅	200∅	12†Δ						PHIN
2N498	800	2.0§Δ	.22§S	100	100	8.0		10	10∅	200∅	12†Δ						PHIN
2N656	800	4.0§Δ	.22§S	60	60	8.0		10	10∅	200∅	30†Δ						PHIN
2N657	800	4.0§Δ	.22§S	100	100	8.0		10	10∅	200∅	30†Δ						PHIN
2N1714	800	16§Δ	.19§J		60	6.0	750	2.0§	5.0∅	200∅	20†#Δ				50∅	DM	TII
2N1714	800	16§Δ	.19§J		60	6.0	750	1.0∅	5.0∅	200∅	20†#Δ				50∅	DM	NONE
2N1715	800	16§Δ	.19§J		100	6.0	750	2.0§	5.0∅	200∅	20†#Δ				50∅	DM	TII
2N1715	800	16§Δ	.19§J		100	6.0	750	1.0∅	5.0∅	200∅	20†#Δ				50∅	DM	NONE
2N1716	800	16§Δ	.19§J		60	6.0	750	2.0§	5.0∅	200∅	40†#Δ				50∅	DM	TII
2N1716	800	16§Δ	.19§J		60	6.0	750	1.0∅	5.0∅	200∅	40†#Δ				50∅	DM	NONE
2N1717	800	16§Δ	.19§J		100	6.0	750	2.0§	5.0∅	200∅	40†#Δ				50∅	DM	TII
2N1717	800	16§Δ	.19§J		100	6.0	750	1.0∅	5.0∅	200∅	40†#Δ				50∅	DM	NONE
2N2008 ∅	800	30.0	.21▼J	175	110	8.0		2.0∅	50	5.0∅	65	b.25	6.0	.70	7.0	PL	FSC
2N2890 ∅	800	30§Δ	.22§J	100	80	5.0		100	2.0∅	1000∅	30†Δ				70∅	PE	FSC
2N2891 ∅	800	30§Δ	.22§J	100	80	5.0		100	2.0∅	1000∅	50†Δ				70∅	PE	FSC
2N3418 ∅	800	40§Δ	.18§C	85	60	8.0	3000	.03#	2.0∅	1000∅	20†#Δ				130∅		TII
2N3419 ∅	800	40§Δ	.18§C	125	80	8.0	3000	.03#	2.0∅	1000∅	20†#Δ				130∅		TII
2N3421 ∅	800	40§Δ	.18§C	125	80	8.0	3000	.03#	2.0∅	1000∅	40†#Δ				130∅		TII
2N3420 ∅	800	40§Δ	.18§C	85	60	8.0	3000	.03#	2.0∅	1000∅	40†#Δ				130∅		TII
2N3036 ∅	800	50§Δ	.22 J	120	80	7.0	1200	.01∅	10∅	10∅	40Δ	120∅	900∅		15∅	PE	TII
11B1258	800	50§Δ	.22§J	120	80	7.0		.01∅	10∅	150∅	40†Δ	b.5∅	30∅	1.3∅	15∅	PL†	GESY
11C1536	800	50§Δ	.22§J	50	30	6.0	1A	.05∅	10∅	150∅	80†#				20∅	PE	GESY
BFY52	800	50§Δ		40			1A			150∅	60†Δ					PL	PHIN
BSY45	800	50.0Δ	.22§J						10∅	150∅	80†#				15∅	PLΔ	TFKG
BSY46 ∅	800	50.0Δ	.22§J						10∅	150∅	80†#				20∅	PE	TFKG
BSY91	800	50§Δ	.22§J	40	25	5.0		.05∅	10∅	5.0∅	30†Δ				25∅	PLΔ	TFKG
BSY92	800	50§Δ	.22§J	60	40	5.0		.02∅	2.0∅	10∅	50†Δ				25∅	PLΔ	TFKG
2N1613 ∅	800	60§Δ	.47▼S	75	50§	7.0		100	10∅	150∅	40†Δ	b.50∅	34∅	3∅	25∅		PHIN
2N1893	800	60§Δ	.22▼S	120	80	7.0		100	10∅	5.0∅	45Δ	b.5∅	4.0∅	1.5∅	15∅		CDC
2N3122	800	60§Δ	.22§J	50	30	5.0	500	2.0∅	5.0∅	300∅	25†Δ				25∅		FSC
11B1257	800	60§Δ	.22§J	75	50§	7.0		.01∅	10∅	150∅	40†Δ				15∅	PL†	GESY
BFY40	800	60.0§	.22§J	60	30	7.0	800	.10∅	50∅	50∅	50†Δ	3.0	2500	20	14	PL	SELG
BSY44	800	60.0Δ	.22§J						10∅	150∅	80†#				25∅	PLΔ	TFKG
CDQ10046	800	60.0	.22§	75	50	7.0		.01∅	5.0∅	1.0∅	120	b.13	26	.75	25∅	PL	CDC
CDQ10047	800	60.0	.22§	120	80	7.0		.01∅	5.0∅	1.0∅	120	b.13	26	.75	15∅	PL	CDC
ZT1613	800	60§Δ	.22§J	75	50§	7.0	1A	.01∅	10∅	150∅	40†Δ				25∅	PL	FERB
2N698	800	64.0Δ	.22§J	120	80§	7.0		.005∅	10∅	150∅	20†#Δ	b.5∅	35∅	2.5∅	15∅	PLΔ	PHIN
2N1975	800	64.0Δ	.22§J	100	60	7.0		.025∅	5.0∅	1.0∅	38	b.13	26	.30	15∅	PL	PHIN
2N3114	800	64.0Δ	.22§J	150	150	5.0	200	.01∅	10∅	30∅	30†#Δ				9∅	PL	FSC
2N1335	800	70§Δ	.19§J	120	90§	4.0	300	1.0∅	10∅	30∅	10†#Δ				8.0	PL	TRW
2N1336	800	70§Δ	.19§J	120	90§	4.0	300	1.0∅	10∅	30∅	10†#Δ				10	PL	TRW
2N1337	800	70§Δ	.19§J	120	90§	4.0	300	1.0∅	10∅	30∅	10†#Δ				8.0	PL	TRW
2N1338	800	70§Δ	.19§J	80	50§	3.0	300	10∅	10∅	30∅	10†#Δ				10	PL	TRW
2N1339	800	70§Δ	.19§J	120	100§	3.0	300	1.0∅	10∅	30∅	10†#Δ				8.0	PL	TRW
2N1340	800	70§Δ	.19§J	120	100§	3.0	300	1.0∅	10∅	30∅	10†#Δ				8.0	PL	TRW
2N1341	800	70§Δ	.19§J	120	100§	3.0	300	1.0∅	10∅	30∅	10†#Δ				8.0	PL	TRW
2N1342	800	70§Δ	.19§J	150	125§	5.0	300	10∅	10∅	30∅	10†#Δ				8.0	PL	TRW
2N1711 ∅	800	70§Δ	.22§S	75	50§	7.0	500	100	5.0∅	5.0∅	90Δ	b1.0∅	8.0∅	5∅	25∅		CDC
2N1711B	800	70§Δ	.22§A	120	55§	7.0	1000	.002∅	5.0∅	1.0∅	50Δ	b.30	29	5∅	10∅	PE∅	BEN
2N1890 ∅	800	70§Δ	.22§S	100	80§	7.0	500	100	5.0∅	5.0∅	90Δ	b1.0∅	8.0∅	5∅	25∅		CDC
2N3107 ∅	800	70.0§Δ	.22§J	100	60	7.0	1A	.01∅	10∅	1.0∅	60Δ				20∅	PE∅	FSC
2N3109 ∅	800	70.0§Δ	.22§J	80	40	7.0	1A	.01∅	10∅	1.0∅	60Δ				25∅	PE∅	FSC

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (x10-4)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
PT4800	800	70.0	.22	§J	55	25	4.0	500	100	10Ø	150Ø	30†#Δ				20Ø	E	TRW
ZT1711	800	70§Δ	.22	§J	75	50§	7.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	100†Δ				25Ø	PL	FERB
2N1253A	800	80.0	.22	§J	60					10Ø	150Ø	60†					MEΔ	FSC
2N1889	800	80.0Δ	.22	§J	100	60	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	75†#	9.0	2.3K	3.0	15Ø	PLΔ	PHIN
2N1893	800	80.0Δ	.22	§J	120	80	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	80†#	11	2.8K	3.5	15Ø	PLΔ	PHIN
2N1974	800	80.0Δ	.22	§J	100	60	7.0		.025Ø	5.0Ø	1.0Ø	65#	b.13	25	.45	15Ø	PL†	PHIN
2N2049	800	80.0Δ	.22	§J	75	50§	7.0		.01Ø	10Ø	.10Ø	60†Δ	b.5Ø	34Ø	5Ø	25Ø	PLØ	FSC
2N2443	800	80.0Δ	.22	§J	120	100	7.0		.01Ø	10Ø	50Ø	50†#Δ	b.11	27	.36	15Ø	PL	FSC
2N3020	800	80§Δ	.22	§J	140	80	7.0	1000	.01Ø	5.0Ø	1.0Ø	30Δ				12Ø	Ø	RAYN
FM1893	800	80§Δ	.22	§J	120	80	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	80†#	11	2.8K	3.5	15Ø	PL	FSC
RT1210	800	80.0	.22	§J	200	200	8.0		.25Ø	10Ø	30Ø	60†				8Ø	PL	RAYN
2N2440	800	90.0§	.22	§J	120	80	7.0	500	1nØ	10	5.0	185	b.5Ø	6.0	2.5Ø	15Ø	PLØΔ	CDC
2N1890	800	96.0Δ	.22	§J	100	60	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	130†#	16.5	3.5K	4.6	15Ø	PLΔ	PHIN
2N1973	800	96.0Δ	.22	§J	100	60	7.0		.025Ø	5.0Ø	1.0Ø	125	b.13	26	.75	15Ø	PL†	PHIN
2N2297	800	96.0Δ	.22	§J	80	35	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	40†Δ#	3.5	1.3K	1.0	12Ø	PLE	PHIN
2N3108 Ø	800	96.0Δ	.22	§J	100	60	7.0	1000	.01Ø	1.0Ø	150Ø	40†#Δ				20Ø	PE	FSC
2N3110 Ø	800	96.0Δ	.22	§J	80	40	7.0	1000	.01Ø	1.0Ø	150Ø	40†#Δ				25Ø	PE	FSC
2N1420A	800	100Δ		§J	60	40§	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	100†Δ#				25Ø	PLΔ	FSC
2N1893A	800	100§Δ	.22	§J	140	80	7.0	500	.01Ø	5.0Ø	1.0Ø	30Δ	6.5Ø	30Ø	1.3Ø	8Ø	PLΔ	TRW
2N3019	800	100§Δ	.22	§J	140	80	7.0	1000	.01Ø	5.0Ø	1.0Ø	80Δ				12Ø	Ø	RAYN
BSY81	800	100§	.22	§J	40	18	5.0	1000	.01Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				15	PE	INTG
BSY83	800	100§	.22	§J	80	35	7.0	1000	.10Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				15	PE	BRUB
BSY87	800	100§	.22	§J	100	60	7.0	750	.01Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				9Ø	PE	BRUB
RT1115 Ø	800	100		§J	120	80§	7.0		.02Ø	1.0Ø	150Ø	40†Δ				15Ø	PE	RAYN
RT1116 Ø	800	100		§J	120	40§	7.0		.02Ø	1.0Ø	150Ø	30†Δ				15Ø	PE	RAYN
BSY85	800	110§	.22	§J	120	64	7.0	1000	.01Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				15	PE	BRUB
BSY82	800	120§	.22	§J	40	18	5.0	1000	.01Ø	10Ø	150Ø	100†#Δ				15	PE	BRUB
BSY84	800	120§	.22	§J	80	35	7.0	1000	.10Ø	10Ø	150Ø	100†#Δ				15	PE	BRUB
BSY88	800	120§	.22	§J	100	60	7.0	750	.01Ø	10Ø	150Ø	100†#Δ				9Ø	PE	BRUB
CDQ10048	800	120	.22	§	100		5.0			10Ø	50Ø	60†#				20Ø	PL	CDC
2N1613	800	130	.22	§J	75	50§	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	80†#	12.5	2.2K	3.6	25Ø	PL†Δ	PHIN
2N2192 Ø	800	130§	.22	§J	60	40	5.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	150†#	b.12Ø	6.0	.81	20Ø	PE	GESY
2N2192AØ	800	130§	.22	§J	60	40	5.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	150†#	b.12Ø	6.0	.81	20Ø	PE	GESY
2N2192BØ	800	130§	.22	§J	60	40	5.0	1A	.01Ø	10Ø	10Ø	75†Δ				20Ø	PE	FSC
2N2193 Ø	800	130§	.22	§J	80	50	8.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	80†#	b.17	6.0	.84	20Ø	PE	GESY
2N2193AØ	800	130§	.22	§J	80	50	8.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	80†#	b.17	6.0	.84	20Ø	PE	GESY
2N2193BØ	800	130§	.22	§J	80	50	8.0	1A	.01Ø	10Ø	10Ø	30†Δ				20Ø	PE	FSC
2N2194 Ø	800	130§	.22	§J	60	40	5.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	40†#	b.17	6.1	.63	20Ø	PE	GESY
2N2194AØ	800	130§	.22	§J	60	40	5.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	40†#	b.17	6.1	.63	20Ø	PE	GESY
2N2194BØ	800	130§	.22	§J	60	40	5.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	40†#				20Ø	PE	CDC
2N2243	800	130§	.22	§J	120	80	7.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	80†#				15Ø	PEΔ	GESY
2N2243A	800	130§	.22	§J	120	80	7.0	1A	.01Ø	10Ø	150Ø	80†#				15Ø	PEΔ	GESY
BSY51	800	130§	.22	§J	60	25	5.0	750	.10Ø	10Ø	150Ø	40†Δ				9Ø	PE	INTG
BSY52	800	130§	.22	§J	60	25	5.0	750	.10Ø	10Ø	150Ø	100†Δ				9Ø	PE	INTG
BSY86	800	130§	.22	§J	120	64	7.0	1000	.01Ø	10Ø	150Ø	100†#Δ				15	PE	BRUB
FM1613	800	130	.22	§J	75	50§	7.0		100Ø	10Ø	150Ø	80†#	12.5	2.2K	3.6	25Ø	PL†Δ	FSC
2SC95	800	140§	.16		140	100	5.0	100	1.0	10Ø	10	50				20Ø	ME	TOSJ
2N697A	800	150	.22	▼	60		5.0		.10Ø	10Ø	150Ø	80†	b.50	5.4	1.0	20	PLΔ	BEN
2N2330 Δ	800	150§	.18	§J	30	20	5.0		.001Ø	1.0Ø	10Ø	50†Δ				7.0		MOTA
2N2863	800	150§Δ	.22	§J	60	25	5.0	1A	.50Ø	15Ø	200Ø	30†Δ				13Ø	PE	TII
2N2864	800	150§Δ	.22	§J	60	25	5.0	1A	.50Ø	15Ø	200Ø	20†Δ				13Ø	PE	TII
2N2939	800	150§Δ	.03	▼S	75	60	7.0	1A	.025Ø	10Ø	150Ø	60†Δ				1.2Ø	PE	BEN
2N2940	800	150§Δ	.03	▼S	120	80	7.0	1A	.025Ø	10Ø	150Ø	60†Δ				1.2Ø	PE	BEN
2N2941	800	150§Δ	.03	▼S	150	100	7.0	1A	.025Ø	10Ø	150Ø	60†Δ				1.2Ø	PE	BEN
2SC59	800	150§	.19	§J	120	60	6.0	300	2.0Ø	10Ø	15Ø	35#				14	ME	NECJ
BSY53	800	150§	.22	§J	75	30	7.0	750	.01Ø	10Ø	150Ø	40†Δ				9Ø	PE	INTG
BSY54	800	150§	.22	§J	75	30	7.0	750	.01Ø	10Ø	150Ø	100†Δ				9Ø	PE	INTG
BSY55	800	150§	.22	§J	120	80	7.0	750	.01Ø	10Ø	150Ø	40†Δ				9Ø	PE	INTG
BSY56	800	150§	.22	§J	120	80	7.0	750	.01Ø	10Ø	150Ø	100†Δ				9Ø	PE	INTG
BSY90	800	150§	.22	§J	60	25	5.0	750	.01Ø	10Ø	150Ø	250†#Δ				9Ø	PE	INTG
TIX888 Ø	800	150§		§J						2.0Ø	1200Ø	20†#Δ				25Ø		TII
2N1711	800	160	.22	§J	75	50§	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	130†	23.8	4.4K	7.3	25Ø	PLØΔ	CDC
2SC49	800	160§	.19	§J	120	70	6.0	300	2.0Ø	10Ø	150Ø	70#				14	ME	NECJ
2SC69	800	160§		§J	120		6.0	300	2.0Ø	10Ø	150	50†				14	ME	NECJ
2SC149	800	160§	.19	§J	120	80§	6.0	300	10Ø	10Ø	150Ø	50#				14	ME	NECJ
BSY71	800	160	.22	§J	75	50§	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	130†#	23.8	4.4K	7.3	25Ø	PLΔ	TFKG
FM1711	800	160	.22	§J	75	50§	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	130†#	23.8	4.4K	7.3	25Ø	PLØΔ	FSC
2N699A	800	180	.22	▼	120		5.0		.10Ø	10Ø	150Ø	80†	b.50	5.4	1.0	15	PLΔ	BEN
NS2101	800	180§	.22	§A	80	60	5.0	1A	.50Ø	10Ø	500Ø	80†	70	2000	1.0	20Ø	E	NAS

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (x10-4)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
SFT186	800	180§	.19	§S	140	140	3.0		2.0Ø	10Ø	30Ø	40†				3Ø	ME	CSF
2N3295	800	200§Δ	.19	§J	60	60Ø	5.0	250	.10Ø	10Ø	10Ø	20†Δ				8Ø	ED	MOTA
NS1356	800	200§	.22	§A	70	40	5.0	1A	.10	10Ø	15Ø	30†Δ				4.0	PE	NAS
2N1837AØ	800	210§		§J	80	50§	8.0		.50Ø	10Ø	50Ø	7.0Δ					MEΔ	TRW
2N1409A	800	230		§J	30	25§	4.0	500	10Ø	10Ø	150	45				35Ø	PLΔ	ETC
2N1410AØ	800	230		§J	45	30§	4.0	500	10Ø	10Ø	150	60†				12	ME	ETC
2N2218 Ø	800	250§Δ	.19	▼S	60	30	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				8Ø		FSC
2N2218AØ	800	250§Δ	.19	§J	75	40	6.0	.80	.01Ø	10Ø	150Ø	120#Ø	10Δ	.20Δ	2.5Ø	8Ø	EA	MOTA
2N2219 Ø	800	250§Δ	.19	▼S	60	30	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	100†#Δ				8Ø		FSC
2N2537 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60		5.0		.25Ø	10Ø	150Ø	150†Ø				4.0	PE	MOTA
2N2538 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60		5.0		.25Ø	10Ø	150Ø	300†Ø				4.0	PE	MOTA
2N2846 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60	20	5.0		.20Ø	10Ø	150Ø	30†Δ				8Ø	PE	FSC
2N2848 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60	20	5.0		.20Ø	10Ø	150Ø	40†Δ				8Ø	PE	FSC
2N3015 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60	30	5.0			10Ø	150Ø	30†#Δ				8Ø	PE	FSC
2N3299 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60	30	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	75†#	410	380	22.5	8Ø	PE	FSC
2N3300 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60	30	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	220†#	440	780	19	8Ø	PE	FSC
2N3326 Ø	800	250§Δ	.18	§J	60	45	5.0	800	.01Ø	10Ø	150Ø	40†Δ				8Ø	PE	GIC
FM2846 Ø	800	250§Δ	.22	§J	60	20	5.0		.20Ø	10Ø	150Ø	30†Δ				8Ø	PE	FSC
2N2219AØ	800	300§Δ	.19	§J	75	40	6.0	.80	.01Ø	10Ø	150Ø	300#Ø	25Δ	.25Δ	4Ø	8Ø	EAØ	MOTA
2N2410 Ø	800	300§	2.2	▼J	60	30	5.0	800	100	10Ø	150Ø	75†				9.0	PE	TII
2N2217 Ø	800	400§	.18	§J	60	30	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	40†				4.0	PE	MOTA
2N2218 Ø	800	400§	.18	§J	60	30	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	80†				4.0	PLE	MOTA
2N2219 Ø	800	400§	.18	§J	60	30	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	150†				4.0	PLE	MOTA
2N2787 Ø	800	400§	.18	§J	75	35	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	40†	.20	27	1.5	8Ø	PE	GIC
2N2788 Ø	800	400§	.18	§J	75	35	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	80†	.20	27	1.9	8Ø	PE	GIC
2N2789 Ø	800	400§	.18	§J	75	35	5.0		.01Ø	10Ø	150Ø	200†	.20	27	3.0	8Ø	PE	GIC
2N2883	800	400§Δ	.22	§J	40	20	4.0	300	.50Ø	10Ø	100Ø	20†#Δ				10	PE	FSC
2N2884	800	400§Δ	.22	§J	40	20	4.0	300	.50Ø	10Ø	100Ø	20†#Δ				10	PE	FSC
2N2951	800	400§	.19	§J	60	60Ø	5.0	250	.10Ø	10Ø	150Ø	20†#Δ				8Ø	PE	MOTA
2N3123	800	400§Δ	.19	§J	60	30	5.0	800	.01Ø	10Ø	150Ø	100†#Δ		60Ø		8Ø		MOTA
2SC138	800	400§	.19	§J	60	30	5.0	500	1.0Ø	10Ø	30	50				4.0	PE	NECJ
2SC139	800	400§	.19	§J	60	30	5.0	500	1.0Ø	10Ø	30	50				4.0	PE	NECJ
2N1409	850			§J	30		4.0		10Ø	10Ø	150Ø	45†Ø				20	PLΔ	ETC
2N1410	850			§J	45		4.0		10	10Ø	150Ø	90†Ø				20	PLΔ	ETC
SE8001	870	40§Δ	.20	§J	60	30	5.0		.10Ø	1.0Ø	150Ø	20†#Δ				25Ø	PE	SGSI
SE8002	870	40§Δ	.20	§J	80	40	5.0		.10Ø	1.0Ø	150Ø	40†#Δ				25Ø	PE	SGSI
2N699B	870	96.0Δ	.20	§J	120	80	7.0		.01Ø	10Ø	150Ø	80†#	11	2.8K	3.5	15Ø	PLΔ	FSC
2N339	1000Ø		.13	§J	55	55	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	50	b2.0Ø	30Ø	3Ø	30	G	TII
2N340	1000Ø		.13	§J	85	85	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	50	b2.0Ø	30Ø	3Ø		G	TII
2N341	1000Ø		.13	§J	125	85	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	50	b2.0Ø	30Ø	3Ø		G	TII
2N342	1000Ø		.13	§J	60	60	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	20	b2.0Ø	30Ø	3.0Ø		G	TII
2N342A	1000Ø		.13	§J	85	85	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	20	b2.0Ø	30Ø	3.0Ø		G	TII
2N343	1000Ø		.13	§J	60	60	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	50	b2.0Ø	30Ø	3.0Ø		G	TII
2N497A	1000Ø		.22	§J	60	60	8.0		100	10Ø	200Ø	36Ø					D	GESY
2N498A	1000		.22	§J	100	100	8.0		100	10Ø	200Ø	36Ø					D	GESY
2N656A	1000		.22	§A	60	60	8.0		10Ø	10Ø	200Ø	60†					D	GESY
2N657A	1000		.22	§A	100	100	8.0		10Ø	10Ø	200Ø	60†					D	GESY
CDQ10011	1000Ø		.13	§J	55	55	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	50	b 2Ø	30Ø	3Ø	30	PL	CDC
CDQ10012	1000Ø		.13	§J	85	85	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	50	b 2Ø	30Ø	3Ø		PL	CDC
CDQ10014	1000Ø		.13	§J	60	60	1.0	60	1.0Ø	10	5.0	20	b 2Ø	30Ø	3Ø		PL	CDC
CDQ10033	1000Ø			§S	85		3.0		1.0Ø	10	1.0	53	b2.0	25	3.0	20	PL	CDC
CDQ10034	1000Ø			§S	125		3.0		1.0Ø	10	1.0	53	b.20	25	3.0	20	PL	CDC
CDQ10037	1000Ø		.13	$J	85		1.0	60	1.0	10	5.0	20	b2.0	25	3.0	20	PL	CDC
ST4341	1000			§J	80		5.0	150	100	5.0	3.0	15Δ				50		TEC
2N342	1000	1.00Δ	.13	$S	60		1.0		50	10	5.0	9.0Δ	b 2Ø	30Ø	4Ø			TEC
2N343	1000	1.00Δ	.13	$S	60		1.0		50	10	5.0	28Δ	b 2Ø	30Ø	4Ø			TEC
2N2239	1000	2.50		#J	60	50		500	10Ø	10	200Ø	50						SYL
2N342B	1000Ø	6.00	.13	$J	85	85	2.0	60	1.0Ø	10Ø	5.0	21	b2.0Ø	30Ø	3Ø	20Ø	G	TII
2N343B	1000Ø	6.00	.13	$J	65	65	2.0	60	1.0Ø	10Ø	5.0	59	b2.0Ø	30Ø	3Ø	20Ø	G	TII
CDQ10044	1000Ø	6.00	.13	$J	85		2.0	60	50	10	5.0	20	b2.0	25	.30	20	PL	CDC
CDQ10045	1000Ø	6.00	.13	$J	65		2.0	60	50	10	5.0	59	b2.0	25	.30	20	PL	CDC
2N2726	1000	15§Δ	.18	§J	200	200§	10	500	1.0Ø	10Ø	200Ø	60†#		300				GESY
2N2727	1000	15§Δ	.18	§J	200	200§	10	500	1.0Ø	10Ø	200Ø	110†#		300				GESY
TRS140MP	1000	50§Δ	.22	§Δ	140	140§	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	30†#Δ				30Ø		ITC
TRS160MP	1000	50§Δ	.22	§Δ	160	160§	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	30†#Δ				40Ø		ITC
TRS180MP	1000	50§Δ	.22	§Δ	180	180§	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	30†#Δ				40Ø		ITC
TRS200MP	1000	50§Δ	.22	§Δ	200	200§	6.0	400	2.0Ø	4.0Ø	50Ø	20†#Δ				40Ø		ITC
TRS225MP	1000	50§Δ	.22	§Δ	225	225§	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	22†#Δ				40Ø		ITC
TRS250MP	1000	50§Δ	.22	§Δ	250	250§	6.0	400	2.0Ø	4.0Ø	50Ø	20†#Δ				40Ø		ITC

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)) **60**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVcbo (V)	BVceo Ø-BVces §-BVcer (V)	BVebo (V)	Ic (mA)	Icbo Max. con Vcb max. a 25 °C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE Vcb Ø-Vce (V)	Ie Ø-Ic Δ-Ib (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (x10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
TRS275MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		275	275 §	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	22†#Δ				40⧄		ITC
TRS301MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		300	300 §	6.0	400	2.0Ø	4.0Ø	50Ø	30†#Δ				40⧄		ITC
TRS325MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		325	325 §	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	22†#Δ				40⧄		ITC
TRS350MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		350	350 §	6.0	400	2.0Ø	4.0Ø	50Ø	20†#Δ				40⧄		ITC
TRS375MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		375	375 §	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	22†#Δ				40⧄		ITC
TRS401MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		400	400 §	6.0	400	2.0Ø	4.0Ø	50Ø	30†#Δ				40⧄		ITC
TRS425MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		425	425 §	6.0	400	3.0Ø	4.0Ø	50Ø	22†#Δ				40⧄		ITC
TRS451MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		450	450 §	6.0	400	2.0Ø	4.0Ø	50Ø	30†#Δ				40⧄		ITC
TRS475MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		475	475 §	6.0	400	2.0Ø	4.0Ø	50Ø	22†#Δ				40⧄		ITC
TRS501MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		500	500 §	6.0	400	10Ø	4.0Ø	25Ø	30†#Δ				40⧄		ITC
TRS525MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		525	525 §	6.0	400	10Ø	4.0Ø	25Ø	22†#Δ				40⧄		ITC
TRS550MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		550	550 §	6.0	400	10Ø	4.0Ø	25Ø	20†#Δ				40⧄		ITC
TRS575MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		575	575 §	6.0	400	10Ø	4.0Ø	25Ø	22†#Δ				40⧄		ITC
TRS601MP	1000	50 §Δ	.22 §Δ		600	600 §	6.0	400	10Ø	4.0Ø	25Ø	30†#Δ				40⧄		ITC
ZT2102	1000	60 §Δ	.18 §J		120	65	6.0	1A	1.0	10Ø	150Ø	40†#Δ				15⧄	PLØ	FERB
ZT2270	1000	60. §Δ	.18 §J		60	45	7.0		.10	10Ø	150Ø	125†				15⧄	PLØ	FERB
2N1613A⧄	1000	80.0 §	.17 §J		75	50 §	7.0	500	.002Ø	10Ø	150Ø	80†#	b.5⧄	34⧄	3⧄	25⧄	PL†	FSC
2N1711A	1000	80.0 §	.17 §J		75	50 §	7.0	1000	.002Ø	10Ø	150Ø	200†#	b.5⧄	34⧄	5⧄	25⧄	PLØ	FSC
2N3253 ⧄	1000	175 §Δ	.18 §J		75	40	5.0		.50Ø	1.0Ø	500Ø	25†#Δ				12⧄	EA	MOTA
2SC51	1000	180 §	.13$J		60	40 §	5.0	300	.10Ø	6.0Ø	1.0	50	b.10	28	.80	15	ME	FCAJ
2N3252 ⧄	1000	200 §Δ	.18 §J		60	30	5.0		.50Ø	1.0Ø	500Ø	30†#Δ				12⧄	EA	MOTA
2SC15	1000	200	§J		30			50	1.0	5.0	10	60				2.0	ME	SONY
2N3309	1000	300 §Δ	.15 §J		50	50Ø	3.0	500	.50Ø	2.0Ø	30Ø	5.0†Δ				10⧄	ED	MOTA
2SC61 ⧄	1200	180 §	.13 §J		30	20 §	5.0	300	1.0Ø	6.0Ø	1.0	50	b.10	28	.80	15	MEΔ	FCAJ
2SC140	1700	200	§J		60			1A	12	10	50	30				13	ME	SONY
2N717A ⧄	1800Ø	200 §			75		7.0										PL	GIC
2SC117 ⧄	2000	60.0 §	.075 §J		75	50	5.0	600	5.0Ø	15Ø	30	10				33	D	HITJ
2SC118	2000	70.0 §	.075 §J		80		5.0	600	5.0Ø	15Ø	30	10				33	PL	HITJ
2SC119	2000	70.0 §	.075 §J		75		5.0	600	5.0Ø	15Ø	30	10				33	PE	HITJ
PT850	2000Ø	120 §	.25 §J		120	80	5.0	500	2.0Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				20	PL	TRW
55191/33	2300Ø	50 §Δ	.08 §J		60	40 §	5.0	600	1.0Ø	4.0Ø	250Ø	19†#Δ				35⧄		NONE
A55191/34⧄	2300Ø	50 §Δ	.08 §J		120	80 §	5.0	600	1.0Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				20⧄		NONE
PT850A	2800Ø	120 §	.19 §J		120	80	5.0	500	2.0Ø	10Ø	150Ø	40†#Δ				20	PL	TRW
2N339A	3000Ø		▼S		60	60	3.0		1.0Ø	10Ø	1.0	53	b2.0	30	3.0			TEC
2N340A	3000Ø		▼S		85	85	3.0		1.0Ø	10Ø	1.0	53	b2.0	30	3.0			TEC
2N341A	3000Ø		▼S		125		3.0		1.0Ø	10Ø	1.0	53	b2.0	30	3.0			TEC
2N1055	3000Ø	4.00			100	100	6.0		15	20	50Ø	3.0				80	D	TEC
2N1206	3000Ø	20.0	.35 §J		60	60	3.0		1.0Ø	10Ø	5.0	35	b2.0	30	3.0			TEC
2N1207	3000Ø	20.0	.35 §J		125	125	3.0		1.0Ø	10Ø	5.0	35	b2.0	30	3.0			TEC
2N1700	5000Ø	1.20	.04 §A		60	40	6.0	1A	75	4.0Ø	5.0Ø	40				150		RCA

I RADRIZZATORI
UTILIZZATI COME SPEGNI SCINTILLA

Nei circuiti a corrente continua in cui vengono commutate induttanze (bobine di relé, avvolgimenti di magneti) si possono usare come spegni scintilla sul contatto, raddrizzatori al selenio, in luogo dei dispositivi usuali costituiti da resistenze e condensatori; le sovratensioni provocate dalle induttanze vengono completamente eliminate per corto circuito attraverso il raddrizzatore.

Se il raddrizzatore viene collegato conformemente allo schema del circuito di fig. 1 la corrente può continuare a scorrere nella direzione primitiva, attraverso la bobina del relé al momento dell'apertura del circuito, in modo che l'energia magnetica esistente nell'induttanza è eliminata attraverso il raddrizzatore.

Quando il contatto è chiuso, la corrente diretta non può passare attraverso il raddrizzatore dato che questo è collegato nel senso inverso.

All'apertura del contatto il raddrizzatore è attraversato dalla corrente di rottura Ig che decresce secondo una funzione all'incirca esponenziale e la tensione di rottura che si presenta sui contatti sarà uguale alla tensione di esercizio Ug aumentata di un valore uguale alla caduta di tensione nel raddrizzatore.

Significato dei simboli:

Gr = raddrizzatore

Ig = intensità della corrente continua prima dell'apertura del contatto

L = induttanza del carico al momento dell'apertura

q = superficie efficace delle tavolette del raddrizzatore in cm^2

Rd = resistenza del raddrizzatore =

$$= \left(\frac{0{,}65}{I_g} + \frac{1{,}5}{q} \right) z$$

Rges = resistenza totale ohmica inserita nel circuito di smorzamento (nella figura Rges = RL + Rd)

RL = resistenza ohmica della induttanza inserita nel circuito

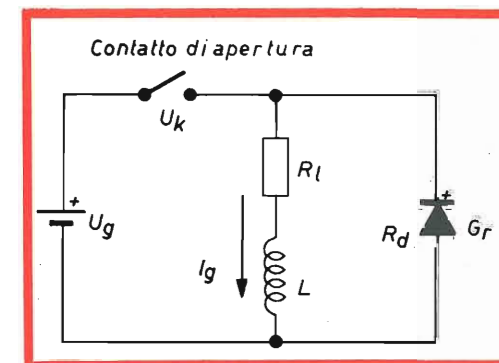



Fig. 1 - Schema di circuito con raddrizzatore al selenio per l'eliminazione della scintilla all'apertura.

ts = durata del ciclo di lavoro in secondi (tempo di inserzione + pausa di apertura)

Ub = tensione limite di smorzamento dell'arco secondo il diagramma di fig. 2

Ug = tensione continua di esercizio

UK = tensione ai contatti all'apertura

z = numero delle tavolette inserite in serie nel raddrizzatore

Per il dimensionamento corretto del raddrizzatore devono essere rispettate le seguenti condizioni:

a) quando il raddrizzatore lavora nel senso inverso sotto una tensione continua, la tensione non deve oltrepassare 20 V per tavoletta. Il numero delle tavolette è definito in modo che la tensione continua sia uguale o inferiore a z × 20.

b) Al momento dell'apertura del circuito la tensione applicata ai contatti è uguale alla tensione di esercizio aumentata del valore della caduta di tensione nel raddrizzatore U_D data dalla formula:

$$U_D = (0{,}65 + I_g \frac{1{,}5}{q}) z \; [V]$$

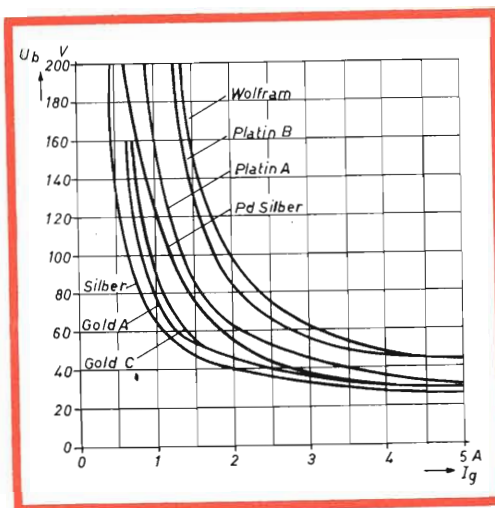



Fig. 2 - Curve limite della tensione U_B di formazione dell'arco in funzione della corrente di commutazione I_g per i vari materiali costituenti il contatto.

Silber = Argento; Gold = Oro; Wolfram = Volframio; Platin = Platino.

cioè

$$U_K = U_g + U_D$$

più Ud è bassa più la tensione U_K sui contatti è ridotta e più efficace è l'effetto.

In ogni caso la tensione sui contatti dovrà essere inferiore alla tensione limite di smorzamento dell'arco Ub secondo

$$U_D \leq U_B - U_g \; [V]$$

Dato che il numero delle tavolette del raddrizzatore è stabilito dalla condizione a), il valore di Ud non può essere limitato praticamente che dalla scelta della grandezza delle tavolette.

$$q \geq \frac{I_g \cdot 1{,}5 \cdot z}{U_D - z \cdot 0{,}65} \; (cm^2)$$

Occorre tener presente che la corrente di cresta non superi il valore di 5 A/cm^2, per cui la superficie delle tavolette deve essere anche uguale a:

$$q \geq \frac{I_g}{5} \; (cm^2)$$

c) Il riscaldamento del raddrizzatore dovrà essere limitato e questa condizione è sempre ottenuta finché l'intensità della corrente continua non è superiore al valore nominale del raddrizzatore. Intensità più elevate sono ammissibili in caso di esercizio intermittente secondo le prescrizioni relative all'uso dei raddrizzatori al selenio.

Il valore efficace della corrente che attraversa il raddrizzatore può essere calcolato approssimativamente dalla seguente relazione supponendo che l'intensità sia diminuita di un valore eguale al 10% di Ig. Si ha:

$$Ieff = Ig \sqrt{\frac{L}{2 \, t_s \, R_{ges}}} \; [A]$$

dove ts rappresenta la durata del ciclo che si compone del periodo di inserzione più il tempo di distacco. È da osservare che l'inserzione del raddrizzatore nel circuito provoca un ritardo alla caduta dipendente dalla costante di tempo del circuito data da

$$T = \frac{L}{R_{ges}}$$

si raccomanda di controllare alla prova pratica in quale misura questo ritardo alla caduta può disturbare nel particolare caso di applicazione.

Esempio:

sia $U_g = 60$ V; L = 4 H; $R_i = 75$ ohm (Ig = 0,8 A); ts = 1 secondo; materiale del contatto = argento.

In queste condizioni la tensione di spegnimento dell'arco, come si ricava dal diagramma di figura 2 Ub = 80 V per Ig = 0,8 A (Ud può essere uguale al massimo a: Ub — Ug = 80 — 60 = 20 V)

a) $$z \geq \frac{U_g}{20} \geq \frac{60}{20} \geq 3 \text{ tavolette}$$

b) $$q \geq \frac{I_g \cdot 1.5 \cdot z}{U_D - z \cdot 0{,}65} \geq$$

$$\geq \frac{0{,}8 \cdot 1{,}5 \cdot 3}{20 - 3 \cdot 0{,}65} \geq 0{,}2 \text{ cm}^2$$

$$q \geq \frac{I_g}{5} \geq \frac{0{,}8}{5} \geq 0{,}16 \text{ cm}^2$$

Occorre quindi scegliere un raddrizzatore con 3 tavolette in serie e una superficie delle tavolette uguale a 0,2 cm².

Secondo le tabelle relative ai tipi di raddrizzatori disponibili, risulta conveniente il raddrizzatore piatto al selenio E 45 C 150 (Kc 0,6 K 11/3) con una superficie efficace di 0,55 cm².

E 45 C 150 significa che il raddrizzatore è per semionda [Einweg] adatto al collegamento di 45 V alternati con carico capacitivo (C) e può erogare una corrente I_c di 150 mA.

Il carico permanente ammissibile di questo raddrizzatore può essere di

$$150 \times 1{,}3 = 195 \text{ mA}$$

(in caso di carico resistivo)

c) $$R_D = \left(\frac{0{,}65}{I_g} + \frac{1{,}5}{q}\right) z =$$

$$= \left(\frac{0{,}65}{0{,}8} + \frac{1{,}5}{0{,}55}\right) 3 = 10{,}6 \text{ ohm}$$

$$R_{ges} = R_L + R_D = 75 + 10{,}6 = 85{,}6 \text{ ohm}$$

$$I_{eff} = I_g \cdot \sqrt{\frac{L}{2\, t_s \cdot R_{ges}}} =$$

$$= 0{,}8 \sqrt{\frac{4}{2 \cdot 1 \cdot 85{,}6}} = 0{,}12 \text{ A}$$

questo raddrizzatore può essere utilizzato dato che la corrente non supera quella nominale.

La caduta di tensione nel raddrizzatore è uguale a

$$U_D = \left(0{,}65 + I_g \cdot \frac{1{,}5}{q}\right) \cdot z =$$

$$= \left(0{,}65 + 0{,}8 \cdot \frac{1{,}5}{0{,}55}\right) \cdot 3 = 6{,}5 \text{ V}$$

la tensione massima che appare sui contatti è allora uguale a

$$U_K = U_g + U_D = 60 + 6{,}5 = 66{,}5 \text{ V}$$

tensione che è inferiore al valore di 80 V ricavato dal diagramma, pertanto l'arco non può formarsi.

Dalle prove pratiche da noi effettuate abbiamo rilevato una efficienza del sistema superiore a qualsiasi altro; sui contatti all'apertura del circuito non vi è residuo alcuno di scintillio, sempre che vengano rispettate le condizioni poste dalla teoria.

(Ricavato dalla pubblicazione « Kleingleichrichter Technische Erläuterungen » della Siemens & Halske)

a cura di L. Biancoli

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte Undicesima - AMPLIFICAZIONE TV

La tecnica di impiego delle valvole termoioniche agli effetti dell'amplificazione di segnali è stata sfruttata — naturalmente — anche nel campo delle rice-trasmissioni di immagini televisive. Fino ad ora ci siamo occupati esclusivamente o quasi dell'impiego delle suddette valvole nelle applicazioni relative alle sole radio-comunicazioni. In questo tema vedremo invece quali sono i circuiti principali e più elementari, nei quali risulta vantaggioso l'uso delle valvole per ottenere l'amplificazione, la selezione ed il controllo di quei segnali elettrici (del resto del tutto simili a quelli relativi alla trasmissione di suoni) che servono per ricevere e per riprodurre delle immagini, siano esse statiche o in movimento.

Nel campo della televisione, le valvole termoioniche vengono sfruttate per amplificare i segnali variabili a frequenza portante, costituiti da Alta Frequenza recante sia la modulazione « video » che la modulazione « audio », per convertire la suddetta portante in Media Frequenza, per amplificare la stessa Media Frequenza, ed infine per amplificare separatamente — dopo la relativa rivelazione — sia i segnali di informazione di immagine, sia quelli dell'informazione acustica.

Le caratteristiche di funzionamento sono assai simili a quelle sino ad ora considerate. È tuttavia opportuno procedere ad una analisi dettagliata dei vari tipi di impiego.

AMPLIFICATORI AD ALTA FREQUENZA

In un ricevitore per la ricezione di programmi radio o per la ricezione di programmi televisivi, il rumore prodotto dal primo stadio di amplificazione ad Alta Frequenza costituisce spesso un fattore di controllo agli effetti della determinazione della sensibilità di ingresso del ricevitore. Ne deriva che il circuito di ingresso di un ricevitore viene sempre studiato adottando particolari precauzioni, al fine di attribuire a questa parte del ricevitore le migliori caratteristiche di funzionamento agli effetti sia del guadagno che del rumore.

Il circuito di ingresso di un amplificatore comporta la presenza di una sorgente di rumore termico, dovuta agli elementi resistivi presenti nel circuito stesso. Quando un segnale di ingresso viene amplificato, viene pertanto amplificato anche il rumore termico prodotto dallo stesso circuito di ingresso.

Se il rapporto tra la potenza del segnale

e la potenza del rumore (ossia il **rapporto segnale-rumore**) è il medesimo sia nel circuito di uscita che nel circuito di ingresso, si può affermare che lo stadio amplificatore è del tipo « senza rumore », e si dice che esso comporta un fattore rumore pari all'unità, ossia corrispondente a zero decibel.

Nelle realizzazioni pratiche di questi circuiti — tuttavia — tutti gli stadi amplificatori producono una certa quantità di rumore derivante dall'agitazione termica nelle resistenze ed in altri componenti, alle piccolissime variazioni che si verificano nell'intensità dell'emissione catodica internamente alle valvole, ed alle sia pur debolissime correnti di griglia che si presentano nelle valvole stesse. Per questo motivo, il rapporto tra la potenza del segnale e la potenza del rumore viene inevitabilmente compromesso durante il processo di amplificazione.

La misura del grado col quale questo rapporto viene compromesso, viene normalmente chiamato **fattore rumore** dell'amplificatore, e rappresentato dalla sigla «NF» (derivante dai termini anglosassoni « noise figure » ossia fattore-rumore). Questo fattore viene espresso come un rapporto tra la potenza del segnale utile e la potenza del segnale di rumore

$$S_i/N_i$$

nella quale la sigla « i » rappresenta il riferimento all'ingresso), diviso per il rapporto tra il livello di potenza del segnale utile di uscita, e quello del segnale di rumore (S_o/N_o). La formula è pertanto la seguente:

$$NF = \frac{(S_i/N_i)}{(S_o/N_o)}$$

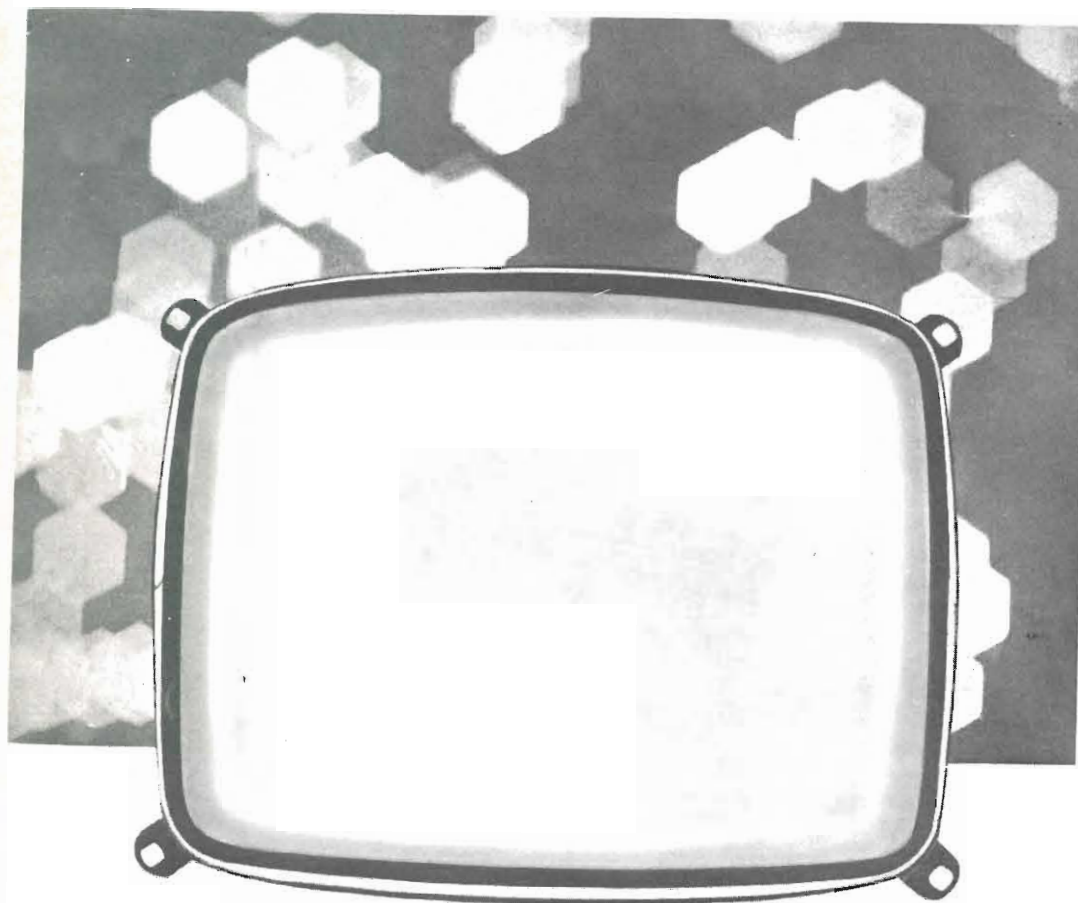
Il fattore rumore espresso in decibel equivale a dieci volte il logaritmo di questo rapporto di potenza. Ad esempio, un amplificatore che presenti un fattore rumore di 1 decibel, diminuisce il rapporto tra segnale e rumore con un fattore pari a 1,26, un fattore rumore di 3 decibel lo diminuisce di un fattore pari a 2, un fattore rumore di 10 decibel lo diminuisce di un fattore pari a 10, ed un fattore di 20 decibel di un fattore pari a 100.

Il circuito di ingresso di un sintonizzatore per televisione funzionante in «VHF» può adottare sia un triodo che un pentodo come stadio amplificatore ad Alta Frequenza. Gli stadi di questo tipo vengono usati per amplificare segnali di frequenza compresa tra 55 e 216 Megahertz, ed aventi un'ampiezza di banda di circa 6 Megahertz, sebbene il sintonizzatore venga solitamente tarato per un'ampiezza di banda di 7 Megahertz (come accade appunto nello « standard » italiano), al fine di garantire la copertura completa della banda necessaria. Nei vecchi tipi di sintonizzatori, si preferiva adottare dei pentodi anziché dei triodi, in quanto la capacità interelettrodica tra la griglia e la placca era causa di problemi relativi alla stabilità.

L'impiego di doppi triodi nei circuiti ad eccitazione catodica e ad accoppiamento diretto determina la possibilità di ottenere un funzionamento stabile, unitamente al vantaggio delle prerogative di basso rumore consentite dai triodi stessi.

I pentodi o i tetrodi non consentono di ottenere la medesima sensibilità dei triodi, a causa del cosiddetto **rumore di separazione** introdotto nella griglia schermo.

Il circuito ad eccitazione catodica e ad accoppiamento diretto permette di raggiungere sia il guadagno e la stabilità del pentodo, sia il vantaggio di uno stadio di ingresso a triodo a basso livello di rumore. Inoltre, dal momento che lo stadio ad eccitazione catodica determina l'applicazione di un carico a bassa impedenza rispetto allo stadio con catodo a massa, il guadagno da esso offerto è molto basso, e non si ha più alcuna necessità di neutralizzazione della capacità tra griglia e placca.

Sovente, si usa una impedenza interstadiale, che consiste di solito in un'induttanza collegata in serie alla placca del primo stadio ed al catodo del secondo stadio, nei confronti delle frequenze più elevate, per consentire un certo grado di adattamento dell'impedenza tra le due unità.

La parte del circuito ad eccitazione catodica viene adattata al circuito di ingresso, e determina la maggior parte del guadagno offerto dallo stadio.

Dal momento che il percorso del segnale di reazione del circuito ad eccitazione catodica è costituito dalla capacità che sussiste tra la placca ed il catodo, che nella maggior parte dei casi è di valore assai ridotto, tra l'antenna e l'oscillatore locale si ottiene un eccellente effetto di separazione. Ciò consente di ridurre al minimo il pericolo di irradiazione del segnale alla frequenza di funzionamento dell'oscillatore locale.

La realizzazione di semplici triodi aventi un valore di capacità tra placca e griglia notevolmente ridotto, ha reso possibile la progettazione di circuiti ad Alta Frequenza a triodo, neutralizzati. La valvola 6BN4 è stata adottata commercialmente nei circuiti neutralizzati a triodo. Le valvole del tipo 6GK5 e 6CW4, attualmente in uso comune, sono state studiate espressamente per rendere minima la capacità interelettrodica tra griglia e placca, al fine di consentire la neutralizzazione in un circuito funzionante con catodo a massa, entro la ampia gamma di frequenze.

Il circuito amplificatore a Radio Frequenza a ponte è diventato di impiego assai diffuso nel campo dei sintonizzatori per televisione. In questo tipo di circuito, una parte del segnale di uscita viene retrocessa al circuito di griglia, in modo che risulti sfasata rispetto al segnale di reazione, ad opera della capacità interelettrodica tra griglia e placca. Questo circuito fornisce un eccellente guadagno, ed una caratteristica di rumore soddisfacente, unitamente ad un funzionamento stabile sull'intera gamma di frequenze.

AMPLIFICATORI VIDEO

Gli stadi di amplificazione video nei ricevitori per televisione sono costituiti in genere da una valvola del tipo pentodo, studiata espressamente in modo da consentire l'amplificazione uniforme del segnale ad ampia banda che costituisce l'informazione video e — nel medesimo tempo

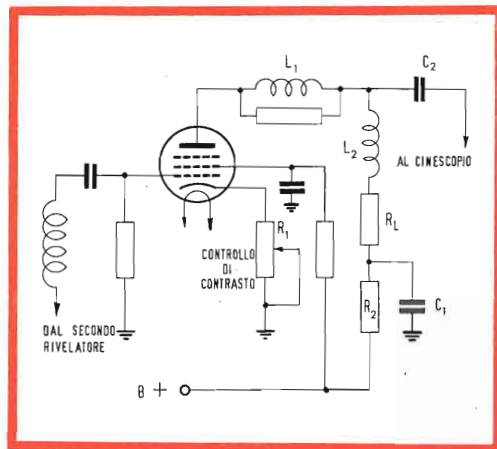



Fig. 70 - Esempio di stadio amplificatore del segnale di informazione « video », impiegante un pentodo. Il segnale di ingresso viene applicato come di consueto alla griglia di controllo. Nel circuito di placca, esistono delle sezioni resistive ed induttive, aventi il compito di adeguare alle esigenze il responso alle frequenze da parte dello stadio. Il controllo del contrasto, costituito da un potenziometro presente in serie al catodo, varia la polarizzazione di griglia e — di conseguenza — l'amplificazione consentita dalla valvola. Per questo motivo, questo comando permette di variare la differenza di intensità che esiste tra le tonalità bianche e quelle nere dell'immagine, variando il contrasto.

— in modo da consentire un guadagno notevole da parte di ogni singolo stadio.

I pentodi si rivelano in questi stadi di maggiore utilità che non i triodi, a causa della loro elevata trasconduttanza (che consente un guadagno notevole) unitamente alla prerogativa di bassi valori delle capacità interelettrodiche sia di ingresso che di uscita (il che soddisfa le esigenze relative all'ampiezza della gamma di frequenze).

Nei confronti di questa particolare applicazione, un valore approssimativo del « fattore di merito » per una data valvola, può essere determinato dal rapporto tra il valore della trasconduttanza, g_m, e la somma delle capacità interelettrodiche di ingresso e di uscita, C_{in} e C_u, come segue:

$$\text{Fattore di merito} = \frac{g_m}{C_{in} + C_u}$$

I valori tipici per questo fattore sono dell'ordine di 500 x 10^6, o maggiori.

Uno stadio tipico di amplificazione video, come quello illustrato alla **figura 70,** viene collegato tra il secondo rivelatore di un ricevitore per televisione, ed il relativo cinescopio.

Il controllo di contrasto, R1, presente nel suddetto circuito, permette di variare a piacere l'amplificazione da parte di questa valvola. La induttanza L2, collegata in serie alla resistenza di carico, R_L, serve per mantenere l'impedenza di carico anodico entro un valore relativamente costante, nonostante le notevoli variazioni di frequenza del segnale.

L'induttanza L1 provvede a separare, o per meglio dire ad isolare, la capacità di uscita della valvola, in modo tale che ai capi del carico risulti presente soltanto la capacità parassita o residua. Il risultato è che si fa uso di una resistenza di carico di valore maggiormente elevato, per determinare un guadagno maggiore senza con ciò alterare il responso alla frequenza o le relazioni di fase.

Il circuito di disaccoppiamento, costituito da C1 e da R2, ha il compito di migliorare il responso nei confronti delle frequenze basse.

Esempi tipici di valvole usate come amplificatrici video sono la 6CL6 e la 12BY7A, oppure le sezioni pentodo dei tipi 6AW8A, e 6AN8.

L'amplificatore di luminanza in un ricevitore televisivo a colori non è altro che un comune amplificatore video, avente una ampiezza di banda pari approssimativamente a 3,5 Megahertz. Nei ricevitori televisivi a colori, la parte del segnale di uscita del secondo rivelatore che si trova compresa nella gamma di frequenze delimitata approssimativamente dai valori di 2,4 e 4,5 Megahertz, viene inviata ad un filtro passa-banda così come appare evidente osservando lo schema a blocchi illustrato alla **figura 71**. I segnali di sincronizzazione di colore, denominati « burst », contenuti in questo segnale, possono essere successivamente inviati ad una valvola denominata « burst-keyer ». Nel medesimo tempo, un impulso orizzontale ritardato può essere applicato alla valvola « keyer ». Il segnale di uscita quest'ultima viene quindi applicato alla valvola « burst », dopo di che il segnale viene applicato all'oscillatore funzionante sulla frequenza di 3,58 Megahertz, ed allo stadio di soppressione del colore («color-killer»).

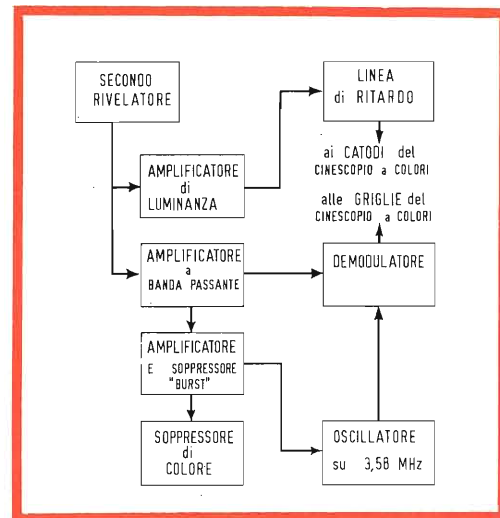



Fig. 71 - Schema a blocchi illustrante il procedimento di elaborazione dei segnali in un ricevitore televisivo a colori. In pratica, le diverse sezioni — rappresentate dai vari rettangoli — assolvono ciascuna una determinata funzione, in modo da consentire la ricezione di immagini colorate, senza peraltro impedire la ricezione delle immagini in bianco e nero.

Quest'ultimo stadio provvede ad applicare una tensione di polarizzazione al filtro passa-banda, in assenza di segnali di sincronismo orizzontale, in modo tale che la sezione cromatica del televisore, denominata anche canale di crominanza, rimanga inattiva durante la ricezione di programmi televisivi trasmessi in bianco e nero.

Un dispositivo chiamato controllo di soglia provvede a far variare la polarizzazione, e controlla contemporaneamente il livello dei segnali di sincronismo orizzontale in corrispondenza del quale lo stadio « killer » entra in funzione.

Il segnale di uscita dell'oscillatore funzionante sulla frequenza di 3,58 Megahertz, e quello dell'amplificatore a banda passante, vengono successivamente inviati ai circuiti demodulatori di fase e di ampiezza. Il segnale di uscita fornito da ciascuno dei demodulatori costituisce una rappresentazione elettrica di un segnale detto « differenza di colore », vale a dire che corrisponde ad un segnale cromatico effettivo, dal quale viene sottratto il segnale di luminanza, ossia in bianco e nero.

I due segnali che costituiscono la differenza di colore vengono quindi combinati tra loro, allo scopo di determinare la presenza del terzo segnale di differenza di colore; ciascuno dei suddetti tre segnali rappresenta pertanto uno dei colori primari.

I tre segnali di differenza di colore vengono solitamente applicati alle griglie dei tre cannoni elettronici facenti parte del tubo a raggi catodici, nel qual caso il segnale in bianco e nero proveniente dall'amplificatore di luminanza può essere applicato contemporaneamente ai catodi.

I segnali di crominanza e di luminanza vengono quindi combinati tra loro per formare l'immagine a colori. In assenza di trasmissione di informazioni cromatiche (vale a dire di segnali atti alla riproduzione di un'immagine a colori) il canale di crominanza viene disattivato ad opera dello stadio di soppressione del colore («color-killer»), così come abbiamo accennato precedentemente: di conseguenza, il solo segnale di luminanza viene applicato al dispositivo di controllo del tubo a raggi catodici, determinando così la riproduzione di un'immagine in bianco e nero.

CIRCUITI DI SINCRONISMO PER TELEVISIONE

Oltre al segnale di informazione relativo all'immagine, il segnale video composto che viene fornito ad un ricevitore televisivo contiene altri segnali supplementari di informazione, il cui compito consiste nel fare in modo che l'immagine riprodotta dal ricevitore risulti perfettamente sincronizzata con quella esplorata dalla telecamera in corrispondenza del trasmettitore, o dal dispositivo rilevatore, se si tratta di un programma registrato.

Gli impulsi di sincronismo — tale è infatti la definizione dei suddetti segnali — che sono caratterizzati da un'ampiezza maggiore di quella massima che possono assumere i segnali video veri e propri, fanno funzionare in modo appropriato i circuiti di scansione ed i relativi generatori di oscillazioni presenti nel ricevitore, in corrispondenza degli istanti in cui il raggio elettronico, che determina sullo schermo la riproduzione di ogni riga, è giunto all'estremità destra di ciascuna di esse.

Gli impulsi di sincronismo, presenti nel segnale video composto, possono essere separati dall'informazione di immagine all'uscita del secondo rivelatore, ossia del rivelatore video, mediante uno stadio apposito a triodo, come quello illustrato alla **figura 72.** In questo circuito, la costante di tempo della rete costituita dai componenti R1 e C1 è lunga rispetto all'intervallo che sussiste tra gli impulsi. Durante ciascuno di essi, la griglia viene polarizzata con un potenziale positivo, ed assorbe pertanto una certa intensità di corrente, mediante la quale viene caricato il condensatore C1.

Successivamente, la griglia sviluppa un potenziale di polarizzazione lievemente maggiore alla tensione di interdizione della valvola. Ora, dal momento che la corrente anodica scorre soltanto durante il periodo dell'impulso di sincronismo, all'uscita della valvola è disponibile soltanto l'impulso stesso, amplificato.

Questo tipo di stadio separatore di sincronismi compie dunque un'azione di discriminazione nei confronti dell'informazione video. Inoltre, dal momento che la tensione di polarizzazione che si crea sulla griglia ha un'ampiezza proporzionale alla intensità del segnale video stesso, il circuito presenta anche il vantaggio di essere relativamente indipendente dalle fluttuazioni del segnale.

Poiché il raggio elettronico esplora la parte frontale del cinescopio con velocità

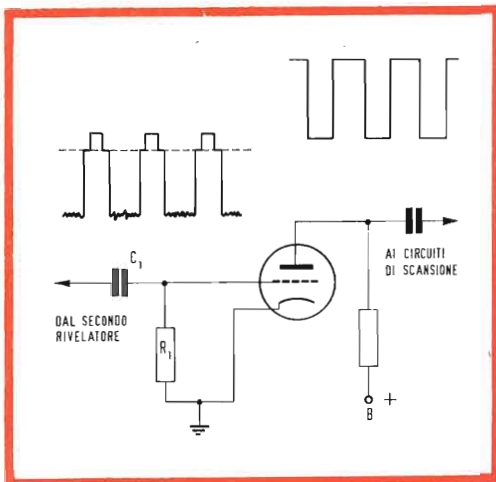



Fig. 72 - Esempio di impiego di una valvola a triodo, per ottenere la separazione degli impulsi di sincronismo dall'informazione video. La valvola è polarizzata in modo tale che la corrente anodica scorra soltanto quando l'ampiezza del segnale applicato raggiunge il livello base degli impulsi di sincronismo (di forma rettangolare). In tal caso, si ha la soppressione automatica della parte di segnale che viene invece convogliata all'amplificatore « video ». Gli impulsi di sincronismo vengono resi disponibili nel circuito di placca, oltre che amplificati, anche distanziati tra loro ad intervalli regolari, come sono appunto all'origine.

di scansione differenti nei due sensi verticale ed orizzontale, il ricevitore è munito di due diversi generatori di oscillazioni di scansione.

La frequenza di scansione verticale ammonta a 50 Hertz, mentre quella di scansione orizzontale ammonta a 15.625 Hertz.

Il segnale video composto contiene perciò dei segnali di sincronismo di frequenza tale da permettere a ciascuno dei due generatori di ricevere segnali adatti alla sincronizzazione sulle rispettive frequenze.

Al termine dell'esplorazione di ciascuna riga (orizzontale), viene fornito un impulso di sincronismo orizzontale. Al termine — invece — di ciascun campo (due campi interlacciati costituiscono un quadro completo dell'immagine), vengono forniti diversi impulsi di maggiore durata di quelli che provvedono alla sincronizzazione orizzontale, ed aventi il compito di sincronizzare il generatore di scansione verticale.

I due tipi di segnali di sincronismo, orizzontale e verticale, vengono separati l'uno dall'altro ad opera di circuiti speciali, detti circuiti integratori e differenziatori.

Nelle zone marginali, ossia a grandi distanze dal trasmettitore televisivo, esistono due condizioni che rendono maggiormente complessa la tecnica di separazione dei segnali di sincronismo: innanzitutto, il segnale disponibile e ricevuto dall'antenna facente capo al televisore è assai debole, ed è inoltre suscettibile di subire fenomeni di evanescenza ed altri tipi di variazioni. In secondo luogo, il ricevitore viene a funzionare in condizioni corrispondenti o molto prossime a quelle di massimo guadagno, il che lo rende particolarmente sottoposto all'influenza di segnali interferenti provenienti da impulsi di rumore prodotti da diversi tipi di apparecchiature elettriche, da dispositivi elettrici di accensione, da commutatori, ecc.

È dunque logico che — per ottenere un funzionamento accettabile dal punto di vista pratico della qualità di ricezione — occorra disporre di qualche mezzo che consenta al televisore di funzionare con una certa immunità rispetto ai tipi di segnali-disturbo ai quali abbiamo brevemente accennato.

I suddetti segnali possono essere ridotti, se non completamente eliminati, rispetto ai segnali utili di sincronismo, anche dai circuiti di controllo automatico del guadagno offerto dai vari stadi, mediante un procedimento particolare, denominato « gating », oppure mediante una combinazione tra il suddetto « gating », la inversione di fase, e la conseguente cancellazione dei disturbi.

Un esempio di quest'ultimo metodo è illustrato alla **figura 73**. In questo circuito, la valvola 6GY6 — che possiede due griglie di controllo indipendenti — compie la duplice funzione di amplificatrice per il controllo automatico del guadagno, e per l'inversione di fase dei segnali-disturbo. Il funzionamento può essere sintetizzato nel modo seguente.

Dal momento che i picchi dei segnali di sincronismo presenti nel segnale video, applicati alla griglia N. 1 della valvola

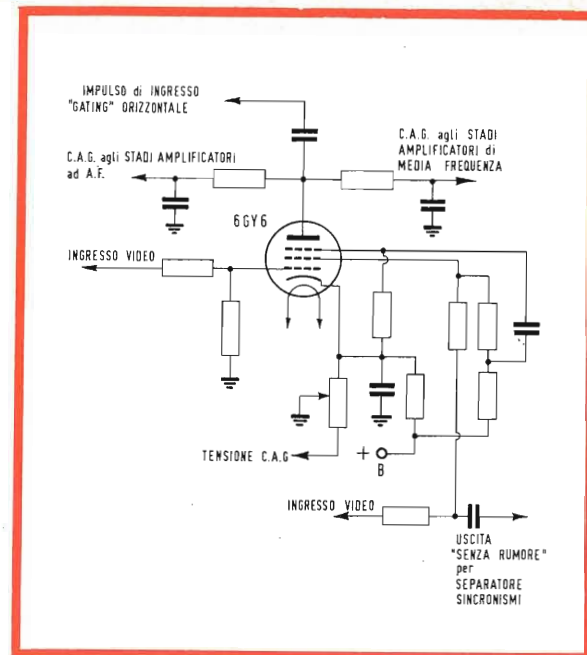



Fig. 73 - Esempio di circuito « gate », impiegante un pentodo del tipo 6GY6. Il circuito di questo tipo serve per migliorare le caratteristiche e le prestazioni di un televisore — sia agli effetti della sensibilità che agli effetti della stabilità — per il funzionamento nelle zone cosiddette marginali, ossia a grande distanza dal trasmettitore. In tali zone — infatti — il segnale è assai debole, per cui è assai facile che la minima perturbazione alteri il funzionamento dei circuiti di sincronismo, provocando la scomparsa dell'immagine dallo schermo del cinescopio.

6GY6, portano quest'ultima a funzionare in un tratto della curva caratteristica prossimo a quello corrispondente alla saturazione, qualsiasi segnale di rumore, che superi il livello dei segnali di sincronismo, viene ad apparire — con fase invertita — ai capi della resistenza di carico, collegata in serie alla seconda griglia. Questo segnale-disturbo a polarità invertita viene incorporato nuovamente nel segnale video, per giungere poi allo stadio separatore dei sincronismi nel punto di unione della resistenza e del condensatore all'uscita video, nel circuito di figura 73, in corrispondenza del quale si verifica la soppressione per cancellazione del segnale stesso.

Con questo procedimento, si riesce ad ottenere impulsi di sincronismo relativamente esenti da impulsi di disturbo interferenti, il che determina la possibilità di ottenere la riproduzione dell'immagine con buona stabilità.

Allo scopo di evitare la diminuzione del guadagno consentito dal ricevitore, dovuta agli effetti dei segnali di rumore nei confronti dell'amplificatore che regola il funzionamento del controllo automatico di guadagno, una parte del segnale di polarità invertita viene inviata alla seconda griglia di controllo (ossia alla griglia N. 3) della valvola 6GY6, allo scopo di interdire il funzionamento dello stesso controllo automatico di guadagno, ogni volta che si presenta un segnale-disturbo. Questa è appunto la funzione che prende il nome di « gating ».

Ciò che è stato riassunto brevemente in questo tema non ha certamente la pretesa di chiarire sotto tutti gli aspetti la tecnica di impiego delle valvole nel campo della televisione. Abbiamo voluto semplicemente accennare ai tipi di circuiti nei quali vengono sfruttate le loro prerogative, per dimostrare quale sia la loro utilità anche in questo caso.

Nel prossimo tema, ritorneremo a considerare le valvole termoioniche da un punto di vista maggiormente scientifico, ed esamineremo i principi in base ai quali esse vengono usate per trasformare una corrente « pulsante », suscettibile di diventare « continua » mediante una opportuna livellazione, nonché per separare — mediante il noto procedimento denominato « rivelazione » i segnali di modulazione da una portante ad Alta Frequenza.

TERMOCOPPIE A SEMICONDUTTORI

a cura di A. Costa - Milano

Poiché i materiali termoelettrici disponibili fino a pochi anni or sono, davano rendimenti molto bassi (dell'ordine del 2%) e piccolissime potenze, l'applicazione dell'effetto termoelettrico rimase limitata principalmente al campo delle misure. Non era quindi possibile pensare ad un conveniente impiego commerciale nella produzione di energia e nella tecnica del freddo.

Recentemente, grazie alla caratteristica struttura atomica di un gruppo di materiali ad alto rendimento, materiali semiconduttori (tra i quali possiamo citare il bismuto ed il tellururo di piombo e dei composti a valenza mista, questi ultimi tuttora allo studio) si sono costruiti convertitori che hanno eliminato quasi del tutto questo inconveniente raggiungendo progressivamente potenze dell'ordine di centinaia di watt e rendimenti del 18 %.

I semiconduttori, come è noto, sono leghe costituite da un materiale detto elemento base e da tracce di un secondo elemento, detto impurità, di valenza maggiore o minore dell'elemento base.

I semiconduttori nei quali le impurezze sono atomi con numero di elettroni periferici superiore a quello che determina la valenza dell'elemento base sono detti di tipo N; quelli invece caratterizzati da impurezze con atomi a valenza inferiore sono di tipo P.

Se tali materiali sono mantenuti in ambiente a temperatura uniforme essi appaiono elettricamente neutri.

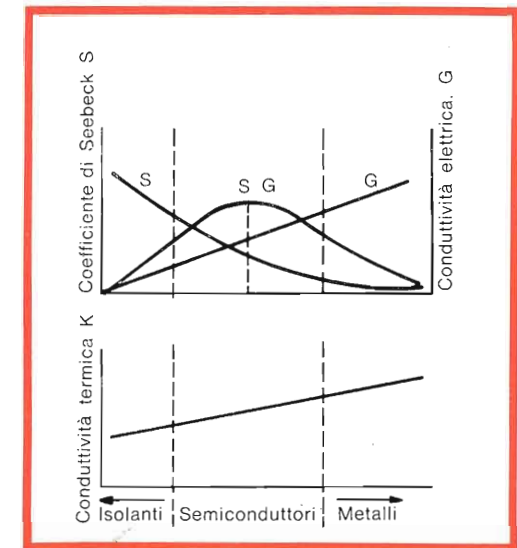



Fig. 1 - Capacità termoelettrica di materiali differenti.

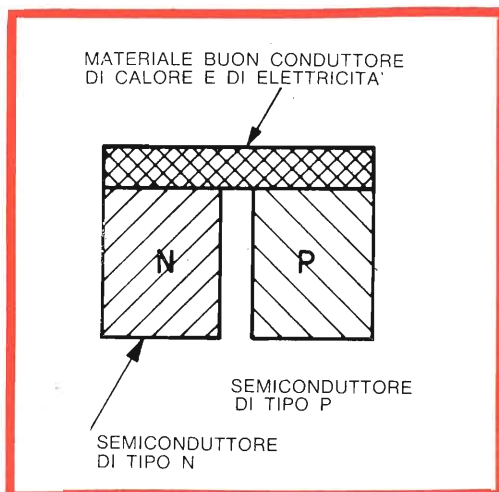



Fig. 2 - Termocoppia elementare costituita da semiconduttori di tipo N e di tipo P.

Le termocoppie a semiconduttori

Quando una delle estremità di un cilindretto semiconduttore di tipo N viene riscaldato, gli elettroni in eccesso, per la cresciuta agitazione termica, tendono a diffondersi dalla zona calda verso la zona fredda che acquista così un potenziale negativo rispetto alla zona calda. L'inverso avviene nei semiconduttori di tipo P: per effetto del calore comunicato ad un estremo di un cilindretto semiconduttore tipo P, qualcuno degli elettroni di valenza si libera creando una cavità (carica positiva) e si muove attraverso il reticolo cristallino neutralizzando un'altra carica positiva.

D'altra parte, la cavità venutasi a creare verrà neutralizzata da un altro elettrone di un atomo vicino che a sua volta, allontanandosi dal suo atomo, ha creato una ulteriore cavità, e così di seguito.

In definitiva, si ha un accumulo di cariche positive alla estremità fredda.

La tensione E, creatasi agli estremi del cilindretto semiconduttore portati a temperatura T_1 e T_2 ($T_1 > T_2$), si esprime con la formula (1):

$$E = S (T_1 - T_2)$$

dove S è il coefficiente di Seebeck, funzione delle caratteristiche del materiale della temperatura. Dalla formula (1) si rileva che la tensione a vuoto E fra gli estremi del circuito di un dato semiconduttore aumenta con l'aumentare della differenza di temperatura ($T_1 - T_2$).

Per dare un'idea dell'ordine di grandezza della tensione E diremo che si stabiliscono tensioni di alcuni centesimi di volt per differenze di temperatura di qualche centinaio di gradi centigradi.

È da notare inoltre che a parità di calore fornito al semiconduttore la differenza di temperatura $T_1 - T_2$ sarà tanto più elevata quanto più bassa è la conduttività termica K; tanto maggiore è la conducibilità elettrica G tanto maggiore sarà la corrente erogata ad un circuito esterno.

Concludendo, a parità di coefficiente di Seebeck, un semiconduttore è tanto migliore quanto maggiore è la sua conducibilità elettrica e quanto minore è la sua conduttività termica. Per un'immediata comprensione sulla convenienza di impiego di un semiconduttore per applicazioni termoelettriche è utile conoscere il fattore di merito Z che tiene conto dei tre valori suddetti legati fra loro secondo la formula (2):

$$Z = S^2 \times G/K$$

In figura 1 si può notare quanto i semiconduttori siano importanti per ottenere queste proprietà. Possiamo infatti vedere

Fig. 3 - Batterie di termocoppie.

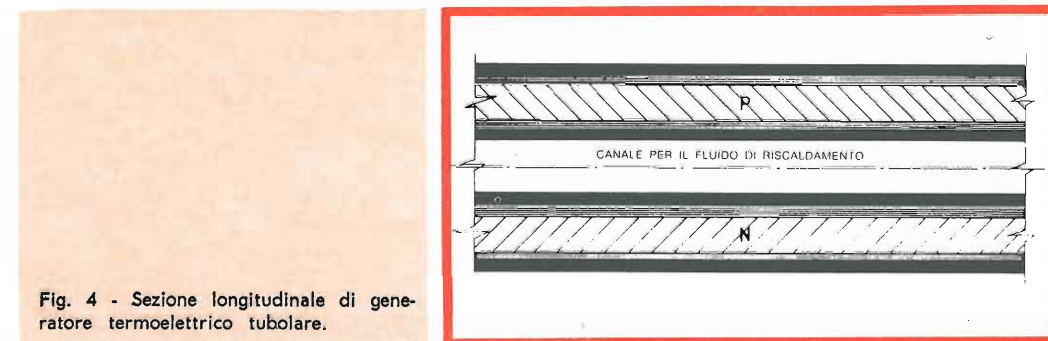



Fig. 4 - Sezione longitudinale di generatore termoelettrico tubolare.

che i metalli hanno una buona conducibilità elettrica, ma un basso potenziale di Seebeck ed un'alta conducibilità termica.

Gli isolanti, d'altra parte, che hanno un coefficiente di Seebeck molto alto ed una bassa conduttività termica, hanno lo svantaggio di una conducibilità elettrica molto bassa.

I semiconduttori combinano queste proprietà nel miglior modo possibile e sono quindi materiali termoelettrici di grande effetto.

Il fattore di merito del tellururo di bismuto è uno dei più alti finora raggiunto.

Esistono già in commercio termocoppie in tellururo di bismuto con fattore di merito Z pari a $3,4 \times 10^{-3}$ che è nettamente superiore al fattore di merito del tellururo di piombo pari ad $1,5 \times 10^{-3}$.

Tuttavia con i materiali termoelettrici oggi disponibili è possibile ottenere soltanto rendimenti termoelettrici dell'ordine del 16 - 20%.

Si spera, comunque, col progredire delle ricerche, di avere nei prossimi due lustri anche rendimenti del 34 - 40%.

I materiali semiconduttori, quali i composti dell'antimonio, del tellurio e dello scandio, sono buoni materiali termoelettrici sino a temperature dell'ordine dei 700° C; a temperature superiori divengono « intrinseci », cioè, nello stesso semiconduttore si manifestano contemporaneamente le condizioni di tipo N e di tipo P: le cariche elettriche positive e negative emigrano, sotto l'effetto del calore, in egual numero e pertanto la tensione risulta nulla.

Per ovviare a tali inconvenienti si sono studiati nuovi promettenti materiali polivalenti come il ferro, il nickel ed il cobalto ai quali si aggiungono come per i semiconduttori piccole percentuali di altre sostanze.

Si è constatato infatti che aggiungendo, per esempio, piccole percentuali di litio all'ossido di nickelio, il reticolo cristallino di quest'ultimo risulta deformato.

Inoltre, tali componenti hanno una conducibilità elettrica ed un coefficiente di Seebeck molto elevati, mentre rimane basso il valore della conduttività termica, per cui risulta alto il fattore di merito $Z = S^2 \times G/K$ che, come abbiamo visto, determina il rendimento.

Se adesso uniamo fra loro, per mezzo di una piastrina buona conduttrice di calore, due semiconduttori di tipo P ed N in modo da formare una U, avremo così realizzata una termocoppia (fig. 2).

Riscaldando la piastrina e raffreddando le estremità libere dei semiconduttori, su queste ultime si stabilisce una tensione che è la somma delle singole tensioni dovute rispettivamente ai semiconduttori di tipo P ed N.

È chiaro che, se colleghiamo in serie più termocoppie, come in fig. 3, è possibile ottenere tensioni dell'ordine delle centinaia di volt.

Si è giunti così ad un generatore termoelettrico costituito essenzialmente da una batteria di termocoppie e da sistemi di raffreddamento e di riscaldamento necessari per mantenere le giunzioni calde e fredde alla temperatura desiderata.

Sono già stati realizzati generatori tubolari (fig. 4) e generatori a strati piani.

In questi ultimi si susseguono, tra piani paralleli, il circuito di riscaldamento, la batteria di termocoppie ed il circuito di raffreddamento.

Fig. 5 - Barca da pesca con motore azionato da un generatore termoelettrico.

APPLICAZIONI

L'adozione dei semiconduttori nella costruzione delle termocoppie ha notevolmente ampliato il campo di impiego di queste ultime, in modo particolare per quanto riguarda la loro applicazione come generatori di energia elettrica.

Per rendere più chiaro quanto detto al paragrafo precedente, illustriamo qui di seguito due esempi caratteristici dell'impiego, in tale campo delle termocoppie a semiconduttori.

Motore termoelettrico Westinghouse

Il motore illustrato in fig. 5 è un modello sperimentale approntato appositamente per la propulsione di piccole barche da pesca.

Esso dispone di un generatore di energia elettrica ottenuta dalla conversione del calore prodotto da una bomboletta di gas propano.

Il generatore termoelettrico è contenuto nella cassetta parallelepipeda visibile sul lato destro della barca, e pesa 18 kg circa.

La fiamma a gas riscalda l'elemento termoelettrico il cui giunto freddo viene mantenuto a bassa temperatura dall'acqua aspirata mediante uno dei tubi flessibili visibili in figura.

Generatori termoelettrici per alte temperature

Si tratta di generatori termoelettrici attualmente in fase sperimentale presso i laboratori della Honeywell, per la trasformazione del calore liberato dai corpi incandescenti in energia elettrica.

Alla base del progetto è l'intenzione di utilizzare l'energia termica contenuta nei gas di scarico dei missili.

Le coppie termoelettriche metalliche non sono però in grado di resistere alla temperatura di tali gas, ed anche i più efficienti generatori termoelettrici costituiti da semiconduttori fonderebbero immediatamente.

Il nuovo generatore termoelettrico impiega, come supporto, piastre di ceramica che resistono alla temperatura di oltre 1300 °C (temperatura di ottimo rendimento della termocoppia).

Come di consueto il flusso di elettroni nel generatore si manifesta quando una estremità è calda mentre l'altra viene raffreddata.

Il generatore, che dovrebbe essere utilizzato anche per la trasformazione del calore dovuto all'attrito dei veicoli spaziali al loro rientro nell'atmosfera, è in grado di fornire tensioni 4 volte più grandi di quelle sviluppate dai tipi precedenti.

Il modello sperimentale (vedi fig. 6) fornito alla U.S.A.F. sviluppa una tensione pari a 100 V.

Esso è costituito da 14 piastrine ceramiche sovrapposte; ognuna di queste è ricoperta con ossido di nickel su una faccia e con platino sull'altra.

Successivamente la piastrina ceramica così rivestita viene incisa con una sega circolare al diamante in modo che la parte conduttrice bimetallica si presenti, a lavorazione ultimata, come se fosse un filo avvolto a spirale sul supporto.

Le piastrine sono quindi separate l'una dall'altra mediante spessori di una speciale ceramica porosa. Anche i bulloni ed

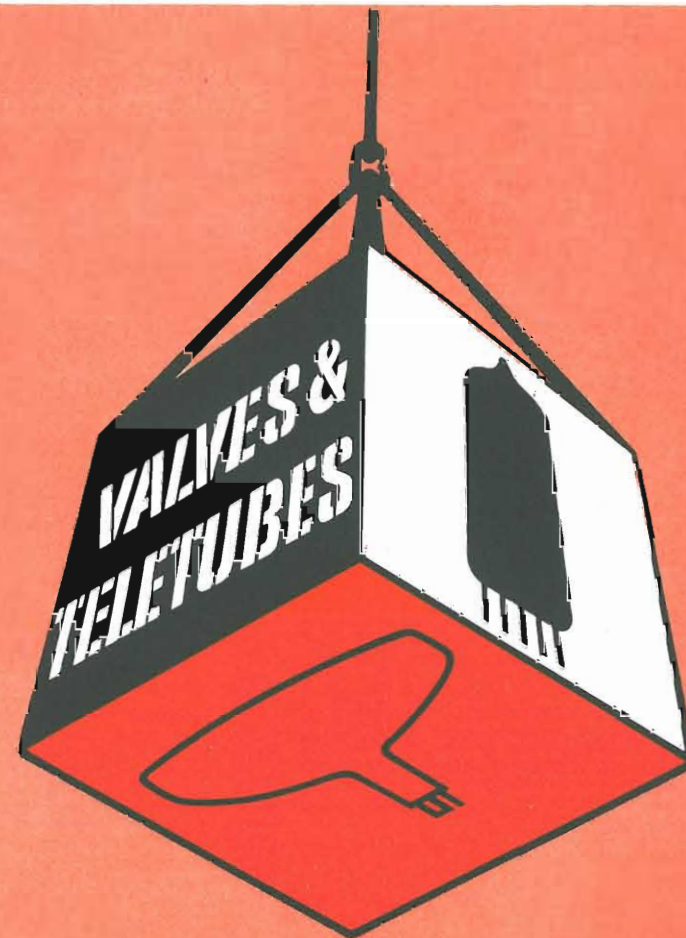



Fig. 6 - Generatore termoelettrico Honeywell per alte temperature. Sono visibili le 14 piastrine e gli spessori in ceramica porosa.

i dadi per il serraggio del pacco sono in ceramica. Questa nuova realizzazione della Honeywell è suscettibile di rapidi sviluppi specialmente nel campo delle telecomunicazioni, dell'elettronica e della regolazione automatica.

Conclusione

È previsto, da alcuni studiosi americani che si arriverà, entro il 1970, a costruire termocoppie con fattori di merito tra 5×10^{-3} e 10×10^{-3}.

Questi ulteriori miglioramenti renderebbero possibile, ad esempio, la costruzione di frigoriferi termoelettrici per uso domestico, il riscaldamento ed il raffreddamento di equipaggiamenti speciali, il raffreddamento di motori ed applicazioni simili.

Con fattori di merito dell'ordine di grandezza già citato, sarà possibile avere anche il condizionamento dell'aria in case, uffici, alberghi, teatri e complessi industriali.

Essi consisteranno di pannelli che potranno essere installati in ogni stanza con possibilità di convertire il funzionamento da invernale in estivo invertendo semplicemente il senso della corrente negli elementi termoelettrici e con assoluta assenza di parti mobili, esclusi forse alcuni ventilatori.

È facile quindi stabilire che questi impianti avranno lunga durata di funzionamento e non avranno bisogno di alcuna manutenzione.

Il condizionamento dell'aria di navi mercantili e passeggeri, di sottomarini atomici, che richiedono il condizionamento di una rilevante quantità di aria è stato già preso in considerazione dalla Marina Americana, oltre che per una riduzione delle dimensioni ed una sicurezza di esercizio, dovuto come si diceva, all'assenza totale di parti mobili, anche e soprattutto perché il raffreddamento ed il riscaldamento termoelettrico offrono l'importante vantaggio di un funzionamento silenzioso.

Non è possibile chiudere questo scritto senza accennare, sia pur brevemente, allo studio che gli scienziati e tecnici di tutto il mondo conducono, sulla possibilità di impiego dei reattori nucleari come sorgenti di calore per generatori termoelettrici, e non è forse troppo azzardato pensare che entro i prossimi dieci anni si potrà raggiungere l'ambito obiettivo di un generatore della potenza dei MW.

(Da « Strumentazione »)

a cura di Pietro Soati

L'allineamento dei ricevitori per modulazione di frequenza

Allo scopo di non rendere eccessivamente monotono il contenuto della nostra rubrica in questa puntata ci intratteremo su un argomento molto interessante, che frequentemente è oggetto di richieste di chiarimenti da parte dei lettori, e che riguarda le operazioni che si devono effettuare per allineare i circuiti di media e radio frequenza dei ricevitori a modulazione di frequenza.

Dobbiamo premettere che la procedura di allineamento di tali ricevitori non presenta difficoltà eccessive e che risultati favorevoli possono essere raggiunti anche da coloro che non siano in possesso di un'attrezzatura strumentale molto complessa.

Le nostre intenzioni sono per l'appunto quelle di indicare ai nostri lettori la strada da seguire per effettuare tali operazioni, in funzione delle apparecchiature a loro disposizione.

Allineamento di un ricevitore per FM mediante l'uso di un generatore FM e di un voltmetro a valvola (fig. 1)

Per effettuare l'allineamento dei circuiti di media frequenza di un ricevitore per FM, disponendo dei suddetti strumenti, è necessario effettuare le seguenti operazioni:

a) Il voltmetro a valvola dovrà essere collegato come indicato in fig. 1 con in serie una resistenza di circa 100 kΩ.

b) Il generatore dei segnali, naturalmente sintonizzato sulla frequenza di 10,7 MHz, che corrisponde al valore delle medie frequenze usate comunemente in tale tipo di ricevitori, dovrà essere collegato alla griglia dell'ultima valvola amplificatrice di media frequenza tramite un condensatore da 0,01 μF (può essere consigliabile disaccordare gli stadi precedenti avvitando o svitando i nuclei dei trasformatori F.I. Il generatore che, dovrà emettere la portante **non modulata**, sarà man-

tenuto con un'uscita piuttosto bassa allo scopo di non alterare il funzionamento del limitatore).

c) Regolare il nucleo del trasformatore di rivelazione L5 in modo da ottenere la massima lettura sul voltmetro.

d) Commutare il generatore in posizione **AM non modulata**, sempre sulla frequenza di 10,7 MHz e regolare L6 in modo da ottenere il minimo di lettura sul voltmetro.

Queste operazioni, tranne quella relativa all'accordo di L6, dovranno essere ripetute più volte, con lo stesso ordine di successione, allo scopo di ottenere la perfetta messa a punto del circuito amplificatore di media frequenza.

Quando si sarà certi di aver conseguito il risultato migliore si procederà al ritocco dell'accordo di L6 portando il generatore sulla posizione di AM **non modulata**, collegandolo al tubo convertitore come indicato più sopra, e mettendo in parallelo al

Fig. 1 - Allineamento di un ricevitore FM collegato con un voltmetro elettronico.

e) Riportare il generatore in posizione **FM non modulata** e collegarlo alla griglia della valvola di media frequenza precedente, sempre tramite il condensatore da 0,01 μF, e regolare i nuclei di L3 e L4 in modo da ottenere il massimo di deviazione dello strumento. Procedere allo stesso modo per tutti gli altri eventuali stadi di F.I.

f) Accoppiare il generatore al tubo convertitore-miscelatore, togliendo ad esso lo schermo ed avvolgendo attorno al bulbo di vetro alcune spire che saranno collegate al cavo coassiale d'uscita del generatore stesso. Regolare gli avvolgimenti L1 e L2 in modo da ottenere la massima lettura sullo strumento.

È importante tenere presente che l'indicazione del voltmetro corrisponderà, generalmente, ad una tensione negativa dell'ordine di 3 o 4 V, tensione che sarà sensibilmente inferiore per l'avvolgimento L5.

secondario od al primario del trasformatore di uscita dell'altoparlante un normale misuratore di uscita. Anche in questo caso la regolazione di L6 dovrà essere effettuata in modo da ottenere la minima lettura all'indicatore di uscita. Durante l'esecuzione di tale operazione, e dopo la stessa, non dovrà essere assolutamente ritoccato l'accordo di L5.

Per effettuare la taratura dei circuiti a radio frequenza e dell'oscillatore le operazioni di messa a punto dovranno essere eseguite sulla frequenza più bassa (88 o 90 MHz) tramite la regolazione dei nuclei, sulla frequenza più alta (98 o 100 MHz) agendo sui trimmer ed al centro banda (94 o 95 MHz) regolando il circuito d'ingresso che può essere anche ad accordo fisso. Queste norme naturalmente sono di carattere generale e possono subire delle varianti che sono sempre precisate dai costruttori.

Il procedimento da seguire per tale genere di allineamento è del tutto identico a quello adottato per la taratura dei ricevitori AM. Il generatore dei segnali, in posizione AM, sarà collegato direttamente all'antenna (eventualmente tramite l'inserzione di un'antenna fittizia) mentre in uscita potrà usarsi tanto il volmetro a valvola, come è mostrato in figura, quanto il misuratore di uscita disposto come indicato più sopra. Dopo aver fatto coincidere l'indice della scala sulla frequenza inferiore (ad esempio 88 MHz) e aver sintonizzato il generatore sulla stessa frequenza si regolerà il nucleo dell'oscillatore in modo da ottenere la massima deviazione sullo strumento (sia esso il voltmetro a valvola o il misuratore di uscita). Successivamente si sposterà l'indice sull'altro estremo della gamma (98 MHz), e così pure la sintonia del generatore e, tramite i trimmer dell'oscillatore, si agirà in modo da ottenere sempre la massima uscita.

Terminate tali operazioni si porterà la sintonia del ricevitore e del generatore sulla frequenza di centro gamma regolando i trimmer o i nuclei del circuito accordato a RF in modo da ottenere la massima deviazione dello strumento. Quest'ultima operazione generalmente è più difficoltosa e meno precisa delle due precedenti.

Anche in questo caso è necessario ripetere più volte dette operazioni allo scopo di raggiungere il perfetto allineamento dei circuiti.

Accordo di un ricevitore FM mediante l'uso di un semplice generatore AM e di un voltmetro a valvola

In questo caso è consigliabile collegare il generatore AM, sintonizzato sulla frequenza di 10,7 MHz **non modulata**, al tubo convertitore-miscelatore, come indicato nel caso precedente ed il voltmetro a valvola sempre secondo lo schema di figura 1, passando a regolare successivamente tutti i nuclei ad eccezione di quello relativo L6, in modo da ottenere la massima deviazione allo strumento.

Durante la messa a punto di un avvolgimento di uno stesso trasformatore di media frequenza l'altro avvolgimento dovrebbe essere ammortizzato collegandovi in parallelo un condensatore da 5.000/10.000 pF in serie con una resistenza da 5 kΩ.

Per la messa a punto del circuito rivelatore a rapporto, del quale fa parte l'avvolgimento L6, è necessario realizzare il circuito di fig. 2 con l'inserimento di due resi-

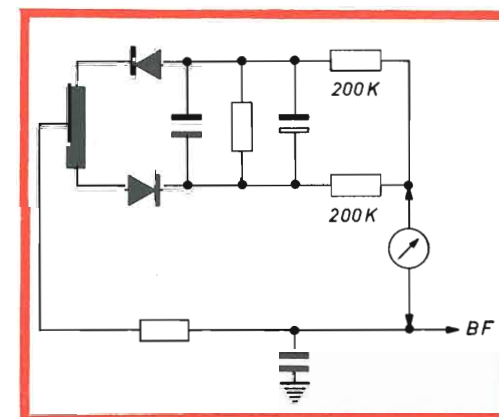



Fig. 2 - Disposizione del voltmetro elettronico o di un milliamperometro per la messa a punto del rivelatore a rapporto.

stenze da 200 kΩ ed il voltmetro collegato come indicato nella figura stessa. Per effettuare tale operazione si può ricorrere all'uso di un milliamperometro avente lo zero al centro scala. Il nucleo del circuito rivelatore L6 dovrà essere regolato in modo da ottenere una deviazione nulla allo strumento il cui indice, perciò, dovrà rimanere fermo a centro scala.

Per l'allineamento della sezione oscillatore e del circuito a radio frequenza si procederà come indicato nel caso precedente.

Messa a punto di un ricevitore FM mediante l'impiego di un sweep con marker e oscilloscopio

Disponendo dei suddetti strumenti l'allineamento di un ricevitore FM sarà effettuato in modo senz'altro più preciso. Si collegherà lo sweep, accordato su 10,7 MHz, all'ingresso dell'amplificatore di media frequenza (cioè alla griglia della

prima valvola di tale circuito) e l'oscillografo all'uscita di bassa frequenza (od anche all'uscita del circuito rivelatore). Il marker sarà regolato per 10,7 MHz. Agendo in tal modo sullo schermo dell'oscilloscopio si dovrà osservare la ben nota « **curva ad S** » visibile in fig. 3. Dato che è ben difficilmente nella fase iniziale detta curva si presenterà in modo simmetrico, in primo luogo si procederà a regolare il circuito rivelatore n modo da eliminare le anormalità proprie di tale circuito e che si manifestano con una curva del tipo indicato in fig. 4. Successivamente si passerà a regolare i nuclei dei vari trasformatori di media frequenza in modo da ottenere sullo schermo la massima ampiezza della curva.

È possibile effettuare l'allineamento stadio per stadio ed in tal caso è necessario usare una sonda di rivelazione da interporre fra il circuito controllato e l'oscilloscopio (vedere l'esempio pratico).

Sovrapponendo al segnale dello sweep un segnale modulato in ampiezza è possibile stabilire la larghezza di banda dell'amplificatore di media frequenza.

Fig. 3 - Curva relativa all'esatta messa a punto del rivelatore a rapporto.

Fig. 4 - Curva indicante una cattiva regolazione del rivelatore a rapporto.

Esempio pratico di allineamento di un ricevitore per FM

Riteniamo utile per i lettori dare un esempio pratico di taratura di un apparecchio per modulazione di frequenza qualora si abbia a disposizione uno Sweep, un Marker ed un oscillografo.

Prendiamo in esame lo schema di un ricevitore della G.B.C. del quale in fig. 5 riportiamo lo schema relativo al telaio di frequenza intermedia con rivelatore a rapporto. Essendo tale apparecchio adatto a funzionare tanto in FM quanto in AM innanzi tutto occorrerà schiacciare il tasto « FM ». L'oscillografo sarà collegato al terminale 9 del pannello di media frequenza mentre il segnale dello sweep si inietta sulla griglia della valvola EF85 (piedino 2) dopo averne staccato la relativa connessione dello zoccolo. Lo sweep dovrà essere accordato in modo perfetto su 10,7 MHz. Si dovranno regolare i nuclei delle bobine del rivelatore a rapporto in modo da ottenere sullo schermo dell'oscillografo la curva di fig. 6.

In tale curva i valori della semionda positiva dovranno risultare punto per punto, ed in valore assoluto, perfettamente identici a quelle della semionda negativa inoltre, iniettando con il marker un segnale a 10,7 MHz, dovrà comparire sullo schermo un **pip** al centro del tratto rettilineo della sinusoide. Come abbiamo detto prima, tali risultati dovranno ottenersi per gradi eseguendo dei piccoli ritocchi ora su un nucleo ora su un altro. Terminate le operazioni di taratura le connessioni della valvola dovranno essere riportate nelle condizioni primitive.

Per effettuare l'allineamento dei trasformatori di media frequenza in primo luogo

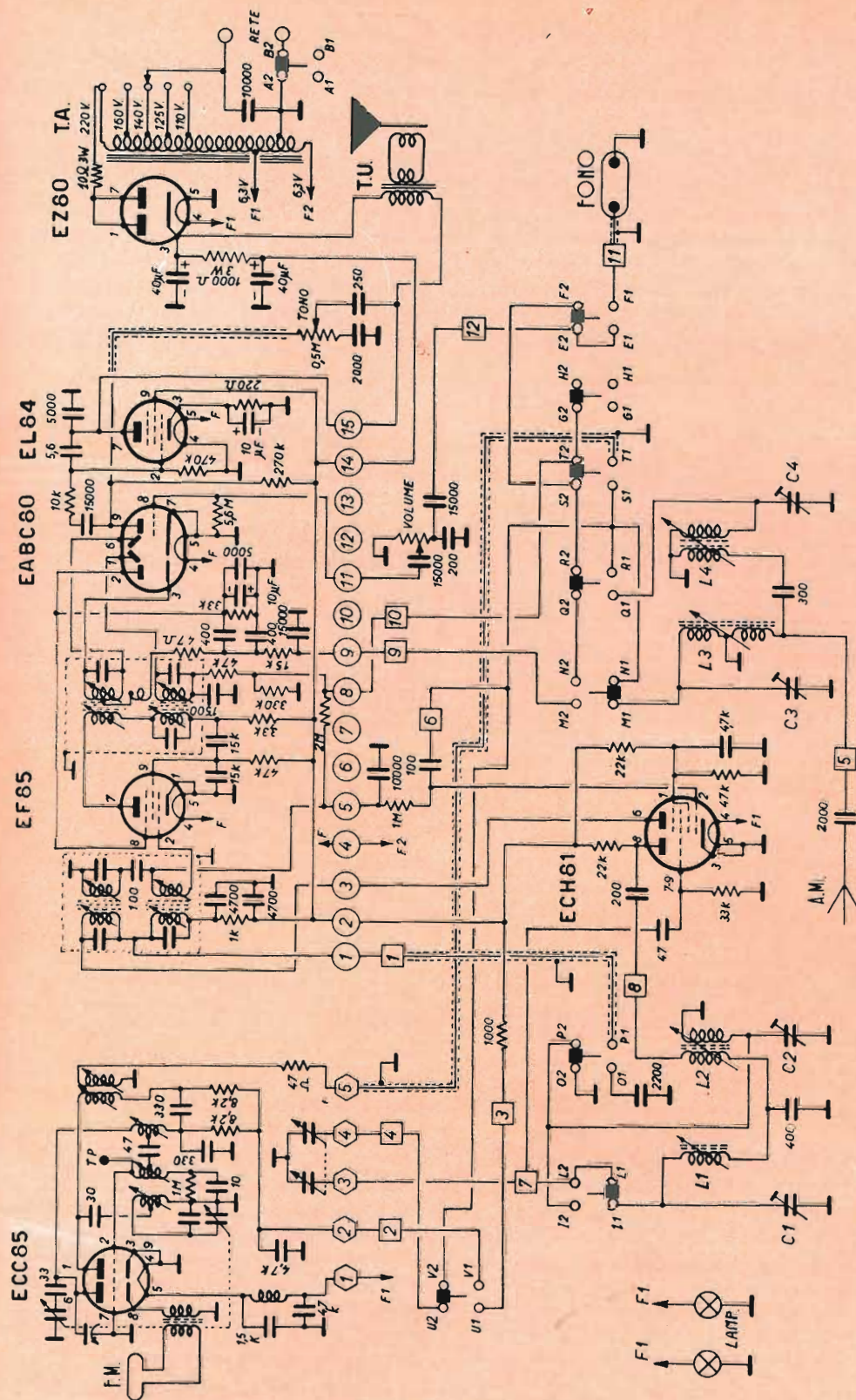



Fig. 5 - Schema elettrico di un ricevitore FM.

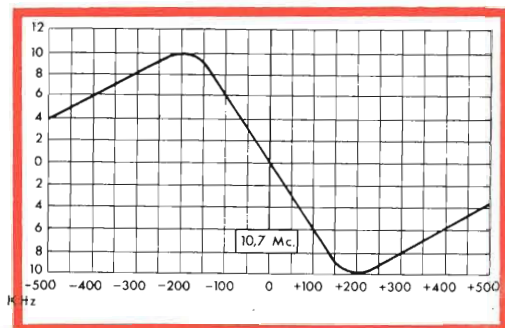
si realizzerà una sonda del tipo illustrato in fig. 7 che sarà collegata, da un capo all'oscillografo e dall'altro alla placca della valvola EF85. Il segnale dello sweep a 10,7 MHz sarà inviato invece al terminale 7 del gruppo ad alta frequenza. Agendo sui nuclei delle bobine che compongono il secondo trasformatore di media frequenza si agirà in modo da ottenere, con il massimo guadagno, una curva simile a quella di fig. 8. I due ginocchi dovranno trovarsi esattamente a ± 100 kHz rispetto alla frequenza centrale di 10,7 MHz. Se l'allineamento è stato eseguito in modo ortodosso iniettando i segnali del marker a 10,6 e 10,8 MHz dovranno comparire, in coincidenza dei due ginocchi, due **pip**. La taratura del primo trasformatore di media frequenza verrà eseguita con procedura identica iniettando il segnale nel punto TP.

Come abbiamo precisato all'inizio di questa breve esposizione confermiamo che, specialmente per apparecchi i cui circuiti siano piuttosto complessi, è sempre opportuno procedere alla relativa taratura dei vari circuiti attenendosi alle norme impartite dal costruttore ed al relativo schema elettrico. Comunque, tenendo presente quanto abbiamo esposto più sopra, è facile trovare una soluzione che consenta di effettuare tali operazioni nel modo migliore possibile.

Fig. 6 - Curva a S.

Interferenza su ricevitore FM da parte di una stazione, che trasmette sulla frequenza di 10,7 MHz

Talvolta si verifica il caso che ad un ricevitore FM pervengano emissioni aventi frequenza identica al valore della media frequenza, cioè 10,7 MHz, dovute a frequenze fondamentali od anche ad armoniche. Esse naturalmente possono essere la causa di notevole disturbo specialmente se provengono da trasmettitori posti relativamente vicino al ricevitore; in tal caso è consigliabile l'inserzione di un filtro trappola nel circuito di antenna, filtro che dovrà essere doppio qualora per l'ingresso del ricevitore sia previsto per linea simmetrica a 300 ohm anziché per cavo coassiale. Tale filtro sarà costruito nel modo seguente: avvolgere 34 spire di filo di rame smaltato da 30/100 su un supporto avente il diametro di 8 mm. Spire unite, con in parallelo un condensatore ceramico avente capacità compresa fra 10 e 15 pF. L'accordo si dovrà fare regolando il nucleo in ferroxcart.

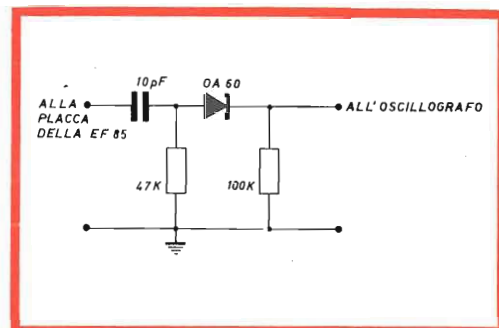



Fig. 7 - Sonda di rivelazione.

APPENDICE

Strumenti della G.B.C. adatti alla taratura dei ricevitori FM e materiale di ricambio

Nel catalogo generale della G.B.C. a partire dalla pagina 1092 sono illustrati un'ampia gamma di generatori, oscillografi, voltmetri a valvola, misuratori di uscita ed altri strumenti adatti al controllo dei ricevitori AM, FM e TV. Alcuni di questi sono forniti sotto forma di scatola di montaggio come ad esempio:

T/702 (SM/124) **GENERFATORE RF Deluxe 315 EICO**, per AM/FM da 75 kHz a 50 MHz e da 13 a 150 MHz (4 valvole).

T/704 (SM/126) **GENERATORE RF 320 EICO**, per AM/FM, da 150 kHz a 34 MHz e da 22 MHz a 102 MHz (2 valvole). Il tipo T/706 è identico, ma è dotato di calibratore interno per ciascuna delle cinque gamme.

T/708 (SM/130) **GENERATORE RF modello 324**, AM, FM e TV, da 150 a 3500 kHz, da 3,5 a 435 MHz.

SM/134 **GENERATORE SWEEP FM/TV**, da 500 kHz a 228 MHz, e da 0 a 30 MHz.

T/713 (SM/135) **GENERATORE SWEEP-MARKER**, da 3 a 220 MHz, Quarzo a 5,5 MHz; Marker miscelabile per osservare all'oscilloscopio fino a tre tracce.

EICO 427. È uno strumento di recente realizzazione che deriva dal famoso modello 425 e che di questo rappresenta la versione deluxe, con migliore accessibilità e manovrabilità.

T/694 (SM/108) **VOLTMETRO ELETTRONICO EICO 221.** Misura diretta di tensioni alternate e continue, decibels e resistenze. Impedenza d'ingresso 25 MΩ.

T/696 (SM/118) **MILLIVOLTMETRO CA e AMPLIFICATORE RF EICO 250.** Strumento per laboratorio. Come voltmetro misura le tensioni alternate da 100 μV a 300 V in 12 scale, come amplificatore a frequenze video presenta un guadagno di 60 dB e un'uscita massima di 5 Veff.

A partire dalla pagina 881 del **CATALOGO GENERALE G.B.C.** sono illustrati una

Fig. 8 - Curva di media frequenza.

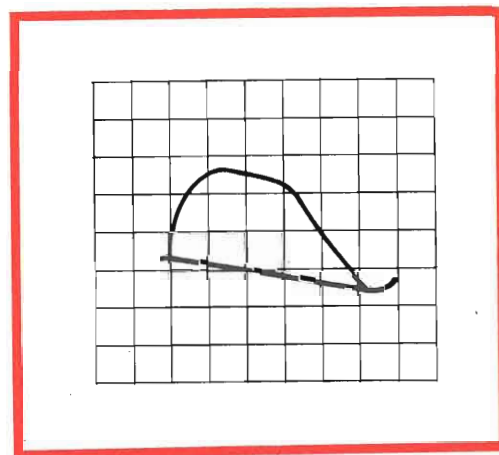



Fig. 9 Curva irregolare dovuta a saturazione provocata dal segnale del generatore troppo forte.

T/681 (SM/107) **OSCILLOSCOPIO 3" EICO 430.** Sensibilità Vert. 25 mV/cm, orizzontale 250 mV/cm.

T/682 (SM/142) **OSCILLOSCOPIO 5" EICO 460.** Ideale per l'assistenza e il servizio FM e TV bianco, nero e colore, elettronica scientifica ed industriale.

T/683 (SM/141) **OSCILLOSCOPIO 5"**

vasta serie di compensatori, condensatori variabili, bobine, impedenze e nuclei, tutto materiale particolarmente adatto per essere impiegato nelle sostituzioni dei componenti avariati in qualsiasi tipo di ricevitore compresi quelli FM. Notevoli i gruppi sintonizzatori per FM e i telai di media frequenza per AM/FM che consentono la realizzazione di ricevitori e la sostituzione rapida di elementi difettosi.

STABILIZZATORE DI TENSIONE MEDIANTE DIODO ZENER

Mentre è frequente la necessità di poter disporre di tensioni stabilizzate, non a tutti è noto il principio della stabilizzazione mediante diodi « Zener ». Ci proponiamo quindi di trattare l'argomento nella forma più accessibile, considerando qualche esempio pratico.

Come appare dalla fig. 2, il diodo zener è collegato in serie con la resistenza R, al fine di ottenere ai suoi capi una tensione stabilizzata. La resistenza R ha una funzione importante nella determinazione del coefficiente di stabilizzazione; dobbiamo quindi definire innanzi tutto il suo valore, tenendo conto che esso dipenderà dalla tensione VE della sorgente di corrente continua, dalla tensione da stabilizzare e dalla corrente assorbita dal carico esterno.

Anche il tipo di diodo deve essere scelto necessariamente in base alla potenza da stabilizzare (prodotto della tensione per la corrente sul carico di utilizzazione). Si sceglierà dunque un diodo la cui corrente massima ammissibile sia il doppio della corrente assorbita dal carico e la tensione corrispondente a quella della metà della sua corrente massima, sia approssimativamente eguale alla tensione stabilizzata richiesta.

In pratica **VE** e **Ia** possono variare in più o in meno, ma il sistema deve essere tale da mantenere il più possibile costante la tensione Vs. In fig. 1 la corrente fornita dalla sorgente è Iz + Ic. Questa corrente provoca una caduta di tensione attraverso la resistenza R:

$$R\,(Iz + Ic) = VE - Vs$$

da cui

$$R = \frac{VE - Vs}{Iz + Ic}.$$

L'espressione mostra che per un valore stabilito di R il valore di Iz + Ic è praticamente costante, in altri termini, ogni variazione di Ic comporta un'eguale variazione in senso inverso di Iz.

La caduta di tensione VE — Vs nella resistenza R è dunque eguale a R (Iz + Ic), ovvero alla somma della caduta provocata da Ic e da Iz. Ciò non ha però un valore assoluto, dato che la variazione di corrente Iz provoca una sensibile variazione della tensione ai capi del diodo e bisogna perciò tener conto della caratteristica del diodo per conoscere come può variare la tensione Vs in funzione delle variazioni di Ic.

La soluzione può essere trovata tanto per successiva approssimazione, come valendoci di un grafico da costruire sulla ca-

ratteristica del diodo zener impiegato. Il metodo può essere illustrato mediante la seguente applicazione concreta:
Tensione della sorgente = 11 V
Tensione da stabilizzare = 6 V
Corrente nominale di carico = 20 mA
Temperatura di funzionamento = 25 °C.

Adotteremo un diodo zener avente una corrente massima di 40 mA alla temperatura di 25 °C (se il diodo dovesse lavorare ad una temperatura maggiore si deve tenerne conto nella scelta). La tensione zener stabilizzata deve essere di 6V per una corrente Iz di 20 mA. Abbiamo quindi Ic = 20 mA; Iz = 20 mA, quindi una corrente totale di 40 mA nella resistenza R, per una caduta di tensione di 11 — 6 = 5 V.

Il valore di R sarà dunque:

$$\frac{5}{40 \cdot 10^{-3}} = 125 \text{ ohm.}$$

Sulla caratteristica del diodo (fig. 1) si traccerà la retta di carico corrispondente alla resistenza R. Questa retta indicherà, sull'asse delle ascisse, la caduta di tensione in funzione della corrente totale Iz+Ic. La retta passa per i due punti nei quali le coordinate sono: 11 V, 0 mA e 6 V, 40 mA. La caduta di tensione di 5 V, dovuta alla corrente totale di 40 mA, può essere suddivisa in due: quella di Ic = 20 mA e quella di Iz = 20 mA.

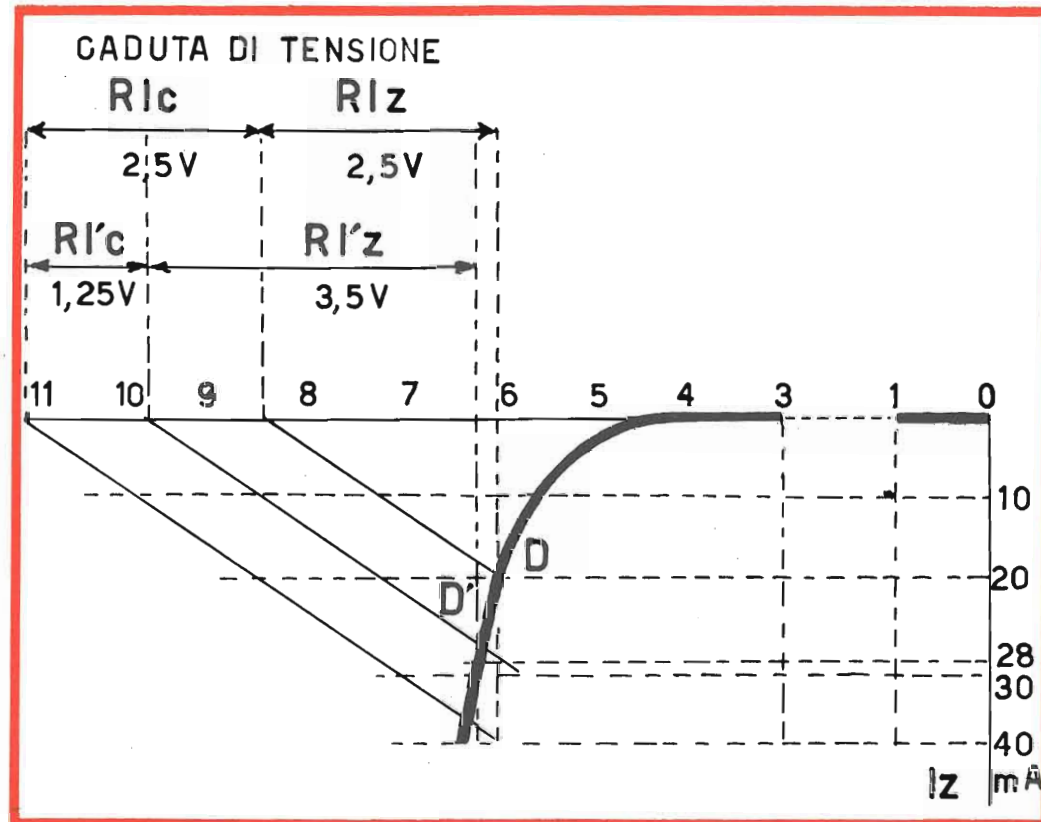



Fig. 1 - Grafico per determinare la caduta di tensione in funzione del carico, valendosi della caratteristica del diodo Zener.

Segnando la retta di carico corrispondente a Iz = 20 mA, troveremo che a questa corrente si ha una caduta di tensione di 2,5 V. Questa seconda retta è parallela alla prima e taglia l'asse delle ascisse nel punto 11 — 2,5 = 8,5 V, mentre incontra la curva caratteristica nel punto D, 6 V di ascissa e 20 mA sull'ordinata.

Supponiamo ora che la corrente Ic sia fatta variare da 20 a 10 mA. Come varierà la tensione stabilizzata Vs? La caduta di tensione provocata dalla corrente Ic = 10 mA nella resistenza R è R x Ic = 1,25 V. La retta del carico corrispondente taglierà la caratteristica al punto D' e le coordinate rappresentano i nuovi valori di Vs e di Iz. Il grafico indica:

Vs = 6,25 V e Iz = 28 mA.

La corrente totale nella resistenza R è 10 + 28 = 38 mA e la caduta di tensione corrispondente è $1{,}25 \times 38 \times 10^{-3} = 4{,}75$ V. La parte della caduta di tensione dovuta al carico è di 1,25 V e quella dovuta alla corrente del diodo è di 3,5 V.

Come si vede, una variazione del carico da 20 a 10 mA, vale a dire del 50 %, comporta una variazione della tensione di uscita da 6 a 6,25 V, vale a dire di 0,25 V, ossia del 4 %. Il coefficiente di stabilizzazione è dunque:

$$\frac{50}{4} = 12{,}5.$$

La maggior parte dei diodi zener, purchè siano opportunamente scelti, consentono di conseguire coefficienti di stabilizzazione più elevati.

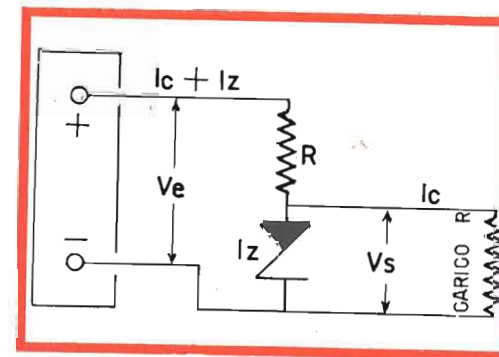



Fig. 2 - Circuito stabilizzatore con diodo Zener.

« . . . Devi scegliere cara: dolce e TV, o cinematografo? . . . ».

TELE-WEST

« Siete sicuro, sceriffo, che sia questo l'unico sistema per far uscire il vecchio " Pistola " Jack dalla sua tana? . . . ».

TELE-WEST

« . . . E questo, Mister, è il nostro ultimo modello con antifurto incorporato . . . ».

MESSICO

« . . . E se la nostra trasmissione vi è piaciuta, amigos telespettatori, fatecelo sapere ».

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

TORNANO DI MODA LE ONDE LUNGHE

(Da « Electronics »)

L'ormai dimenticata gamma delle onde lunghe, relativa allo spettro delle frequenze comprese tra 10 e 30 kHz, è tornata ad acquistare una notevole importanza.

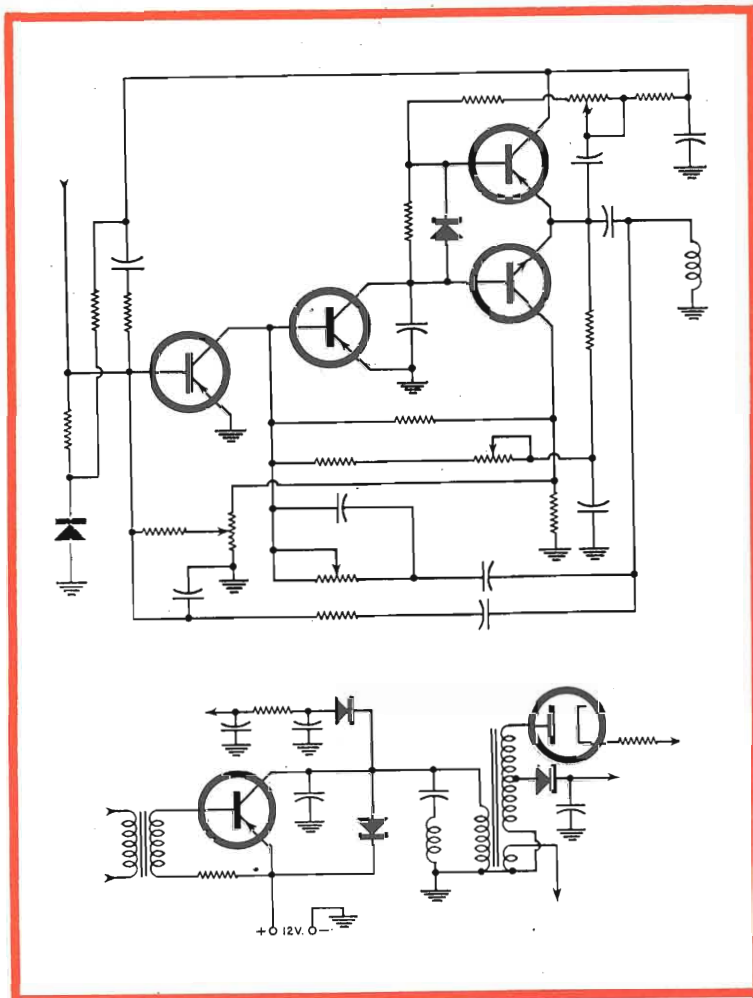
Dal momento che le onde lunghe hanno la prerogativa di attraversare grandi masse d'acqua senza subire gravi attenuazioni, esse costituiscono praticamente l'unico mezzo mediante il quale è possibile comunicare, con sufficiente sicurezza, tra le emittenti costiere, ed i mezzi navali sottomarini, anche se questi si trovano a migliaia di chilometri dalla emittente con cui sono in contatto radio.

Oltre all'impiego di cui sopra, la trasmissione su onde a bassissima frequenza (« VLF », ossia « very low frequency ») si rivela ancora utile per numerosi servizi: essa si presta in modo eccellente per la trasmissione in tutto il mondo di segnali standard di orario e di frequenza.

TELEVISORI PORTATILI

(Da « Electronics World »)

In seguito alla comparsa sul mercato di cinescopi per televisione a bassa potenza, si è riscontrata la realizzazione — in forma industriale e quindi commerciale — di un certo numero di modelli di ricevitori televisivi portatili. Naturalmente, date le minori dimensioni d'ingombro, ed il diverso tipo di alimentazione (che spesso consiste nella doppia possibilità di funzionamento a batteria o a tensione di rete), per la realizzazione di questi tipi di ricevitori è stato necessario creare nuovi circuiti, in particolare per quanto riguarda la produzione delle elevate tensioni necessarie per il funzionamento del tubo a raggi catodici, e — soprattutto — per la cosiddetta « tensione rialzata ».

La nota tecnica alla quale ci riferiamo esamina in primo luogo i diversi modelli, o almeno i principali tra essi — che sono recentemente comparsi sui mercati intercontinentali. Successivamente, analizza le

Esempio di circuito di uscita verticale di un ricevitore TV portatile a transistori.

più importanti alterazioni dei circuiti rispetto a quelli dei televisori convenzionali.

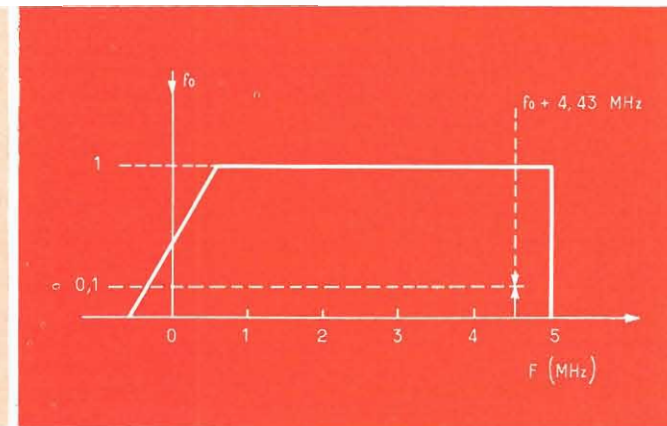
Ad esempio, le due figure qui riportate rappresentano lo stadio di uscita verticale di elevata qualità con un circuito di controreazione che lo rende assai simile ad un integratore, che viene usato dalla Delmonico. Nella figura seguente, riportiamo invece il circuito elettrico dello stadio di uscita orizzontale adottato nel televisore portatile di produzione Sharp. Si tratta comunque di un circuito tipico, di impiego assai comune nei ricevitori di questo tipo.

Dopo una esauriente analisi delle esigenze tecniche che si presentano per la realizzazione di piccoli ricevitori, funzionanti per lo più a transistori, l'Autore riporta una tabella nella quale elenca le caratteristiche più importanti dei principali televisori portatili disponibili in commercio.

IL PRIMO RICEVITORE FRANCESE PER TV A COLORI

(Da « Télévision »)

Dopo il debutto delle trasmissioni a colori, che ha avuto luogo quest'anno, cento ricevitori a colori permettono in Francia ai loro felici proprietari di godere di un terzo programma televisivo a colori, con due

Grafico illustrante la suddivisione delle frequenze nella banda passante.

o tre anni di anticipo rispetto all'inizio ufficiale del regolare funzionamento della terza rete di distribuzione dei programmi.

Questi ricevitori costituiscono il frutto della collaborazione di una diecina di costruttori francesi, tra i quali è degna di particolare menzione la Compagnie Française de Télévision, i cui lavori portano — già da un certo numero di anni — il sistema SECAM.

L'articolo illustra le caratteristiche ed i principi di funzionamento del televisore a colori denominato RS 15, il quale è stato realizzato in modo da non dare perplessità a chi lo usa, a causa della sua abitudine alle semplici regolazioni di un televisore funzionante solo in bianco e nero.

Per quanto riguarda la complessità della manutenzione o delle eventuali riparazioni, è ovvio che il tecnico deve aggiornarsi su alcuni principi tecnici — se desidera essere al passo con il progresso — tuttavia la normale esperienza acquisita precedentemente nei confronti della ricezione a modulazione di frequenza sarà di valido aiuto per comprendere le varie funzioni dei circuiti di decodificazione di un ricevitore basato sul principio SECAM, cosa che non può invece essere affermata se il ricevitore funziona invece sul sistema N.T.S.C.

La figura qui riportata non è altro che il grafico convenzionale esprimente la struttura della banda passante ad Alta Frequenza. In essa si nota che la sotto-portante di crominanza si trova alla distanza di 4,43 MHz dalla portante di immagine, ed essa è modulata in frequenza ad opera delle informazioni successive di cromaticità (R-y e B-y).

L'articolo esamina con una certa ricchezza di dettagli il selettore di ingresso in UHF, l'amplificatore di Media Frequenza video, i circuiti CAG e CAF, la sezione Audio, il sistema di decodificazione, ecc.

SALDATURA ULTRASONICA DI MATERIALI TERMOPLASTICI RIGIDI

(Da « Industrial Electronics »)

L'articolo descrive una nuova ed interessante tecnica di impiego degli ultrasuoni, per la realizzazione di un'apparecchiatura adatta alla saldatura a freddo delle materie plastiche rigide.

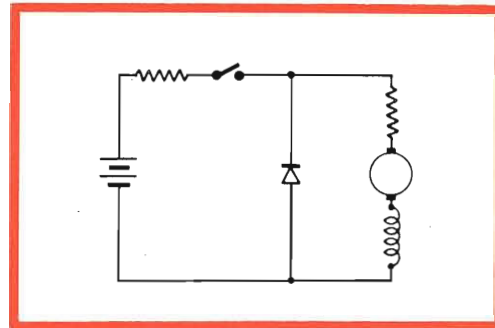
La dissertazione ha inizio con una breve analisi dei principi che vengono sfruttati per ottenere il suddetto risultato. L'Autore segue poi con un esame superficiale dell'apparecchiatura, con una serie di considerazioni di progetto, e con l'analisi dell'importanza delle caratteristiche del carico applicato al generatore di ultrasuoni.

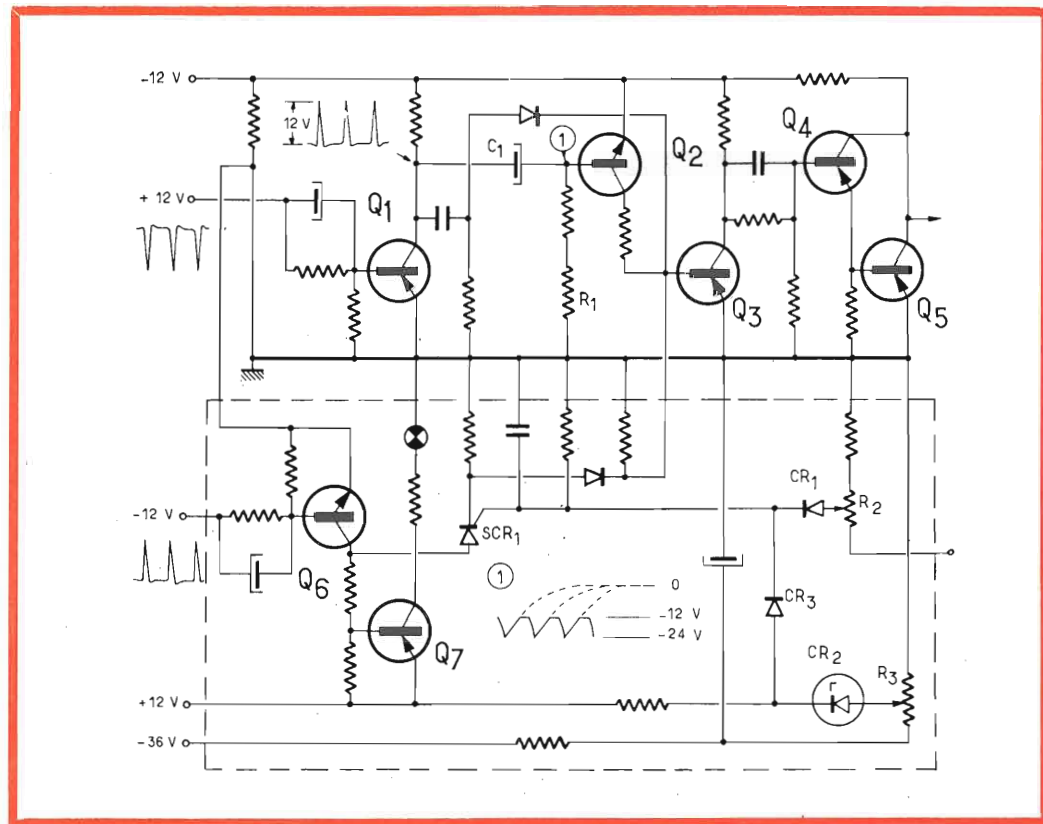
Una tabella elenca i materiali che è possibile saldare con l'apparecchio descritto, e fornisce note aggiuntive che chiariscono il procedimento di saldatura.

COMANDO PER MOTORE CON MODULATORE AD IMPULSI

(Da « Electrical Design News »)

Nei dispositivi classici per il comando della velocità di rotazione dei motori di trazione, funzionanti a corrente continua, si riscontrano solitamente alcuni difetti, tra cui la mancanza della continuità di regolazione, e le perdite che si verificano a seguito di riscaldamento intempestivo.

Per ovviare — sia pure solo in minima parte — agli inconvenienti di cui sopra, non esiste altro mezzo che ricorrere all'impiego di motori di concezione del tutto particolare: motori — tra l'altro — assai più costosi di quelli normali.

Schema di principio del comando di velocità mediante interruttore in serie al motore.

In ogni modo, nessuno dei metodi fino ad ora utilizzati a tale scopo si avvicina nelle caratteristiche al tipo ideale di dispositivo di comando, tale cioè da non apportare alcun tipo di perdita di potenza.

Un dispositivo di questo genere può essere realizzato assai semplicemente mediante un commutatore elettronico, grazie al quale la variazione considerata della velocità del motore potrebbe essere ottenuta modificando — in un determinato intervallo di tempo — il rapporto dei tempi di apertura e di chiusura di un interruttore, collegato in serie al motore, come si osserva nella figura riportata.

L'articolo dimostra che — grazie ai progressi recentemente conseguiti nel campo dei semiconduttori — il principio esposto può essere realizzato in modo abbastanza semplice.

Il circuito di principio dell'apparecchiatura, che qui riportiamo a titolo indicativo, è costituito da sette transistori e da cinque diodi. L'alimentazione avviene ad opera di una sorgente di tensione a 12 volt, e non assorbe una eccessiva quantità di corrente. Il principio consiste semplicemente nella produzione di impulsi disponibili con due fasi opposte. La forma d'onda dei suddetti impulsi viene privata della cresta (come risulta nell'illustrazione a destra del transistore Q7), in modo da assumere l'andamento simile a quello delle onde quadre.

L'estremità inferiore del potenziometro R2 costituisce l'entrata della corrente continua di limitazione, mentre il commutatore di potenza viene collegato al collettore del transistore Q5.

L'articolo conclude l'argomento con una breve analisi sulle possibilità di impiego di questo dispositivo, e sulle eventuali modifiche da apportare al circuito per l'adattamento a varie esigenze.

Circuito elettrico del dispositivo mediante il quale è possibile ottenere impulsi di durata variabile.

LIVELLATORE DI AMPLIFICAZIONE

(Da « Electronics Illustrated »)

È una breve nota descrittiva, che propone la realizzazione di un semplice dispositivo consistente in un diodo, un transistore, e pochi componenti, che agisce in modo assai efficace nella regolazione del volume di un ricetrasmettitore.

In pratica, la dinamica di funzionamento è tale che è possibile tenere al massimo il controllo di volume — onde ottenere tutta la sensibilità nei confronti delle emittenti più deboli, senza doversi preoccupare di quelle più forti.

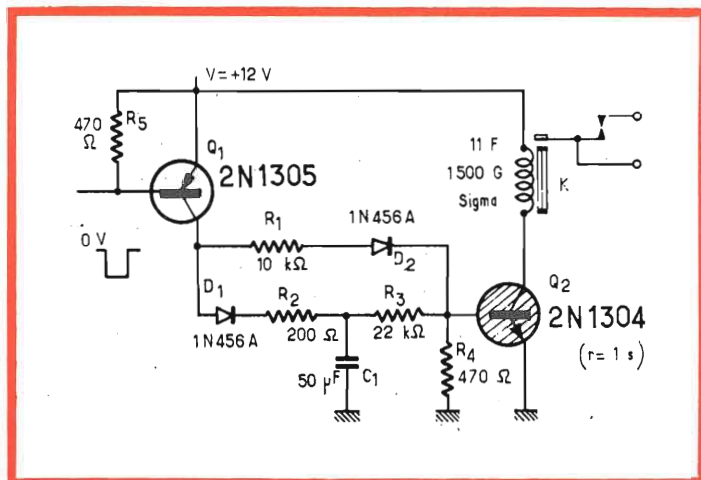
In sostanza si tratta di un circuito CAV amplificato, il cui funzionamento viene controllato direttamente dall'ampiezza del segnale disponibile sulla bobina dell'altoparlante. Il particolare più interessante consiste nel fatto che il circuito viene inserito tra il cursore del potenziometro che regola il volume, e la griglia della prima amplificatrice a Bassa Frequenza del ricevitore.

CONTROLLO DI RELÉ TEMPORIZZATI

(Da « Electronics »)

Non è raro trovare applicazioni di circuiti funzionanti a transistori, impiegate per controllare il funzionamento di un relé, ossia l'eccitazione o l'esclusione, mediante segnali ad impulsi. Meno frequente — tuttavia — è l'impiego di simili dispositivi a costante di tempo, che consentono di differire sia l'inizio del periodo di eccitazione, sia la fine del periodo stesso, in funzione delle caratteristiche di forma e di durata degli impulsi.

La nota tecnica illustra due circuiti adatti a tale realizzazione, uno dei quali viene qui riportato. In esso, il relé K viene a trovarsi in stato di eccitazione non appena viene applicato un impulso come segnale di ingresso del dispositivo. Il suddetto stato di eccitazione termina solo un certo periodo di tempo dopo la cessazione del segnale di ingresso: in altre parole, la diseccitazione del relé risulta ritardata di una quantità di tempo che dipende dalle caratteristiche intrinseche del circuito.

Il funzionamento può essere riassunto come segue: all'atto della messa in funzio-

Nel circuito al quale ci riferiamo, il relé K viene eccitato dal tratto di inizio dell'impulso di comando, per cui la sua apertura risulta ritardata.

ne, ossia non appena il transistore Q1 viene sbloccato, il secondo transistore (Q2) passa in stato di conduzione grazie alla corrente che passa attraverso la resistenza R1 ed il diodo D2. In queste condizioni, la corrente di collettore di Q2 assume istantaneamente un certo valore, provocando così l'eccitazione del relé K.

Supponiamo ora che Q1 si blocchi nuovamente, a causa della scomparsa dell'impulso di ingresso. In tal caso, la capacità C1 comincia a scaricarsi tramite la resistenza R3 e la giunzione base-emettitore di Q2, mantenendo quest'ultimo in stato di conduzione durante un certo intervallo di tempo, la cui durata dipende dai valori di R3 e di C1, che determinano la costante di tempo.

Non appena la capacità C1 è completamente scarica, il transistore Q2 cessa di condurre corrente, per cui il relé si diseccita venendo a mancare la corrente di collettore, ed i contatti esterni si aprono togliendo l'alimentazione al circuito di impiego del dispositivo.

L'articolo descrive inoltre un secondo circuito, mediante il quale, con lievi modifiche apportate rispetto alla versione testé descritta, è possibile provocare un ritardo dell'eccitazione del relé dovuta all'applicazione del segnale di ingresso, anziché un ritardo nella diseccitazione.

GENERATORE DI SEGNALI CROMATICI INTERAMENTE A TRANSISTORI

(Da « Electronic measuring and microwave notes »)

La teoria di funzionamento e la pratica di impiego di questo moderno strumento elettronico, tale da far fronte alle attuali esigenze di ricerche nel campo della televisione a colori, sono oggetto di un interessante articolo pubblicato sul periodico edito a cura della Philips.

Uno schema a blocchi, ed una dettagliata discussione su particolari settori del dispositivo, rendono l'argomento accessibile agli iniziati, e mettono in evidenza le caratteristiche intrinseche del dispositivo.

ATTENUATORE AUTOMATICO DELLA LUCE

(Da « Radio TV Experimenter »)

Si tratta di un breve articolo che illustra un dispositivo semplice ed originale, costituito da un diodo, una lampada al neon, un potenziometro e pochi altri componenti, che consente di ridurre l'intensità della luce emessa da una lampada ad incandescenza avente una potenza massima di 600 watt, in modo dolce e graduale, mediante la semplice rotazione di una manopola.

La nota tecnica fornisce, oltre al circuito ed alla spiegazione del funzionamento, anche tutti i valori dei componenti necessari alla sua realizzazione.

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. **DAL PIAN S.** - Donà Piave

Altoparlanti per amplificatore

Non possiamo risponderle con precisione dato che ignoriamo quale sia la potenza d'uscita del suo amplificatore; se questa è dell'ordine dei 15 *W, con punte di* 25 *W, sarebbe consigliabile l'impiego del complesso* ISOPHON HI-FI, modello G. 3037 *che comprende un woofer, un mid-range e due tweeters e che ben si adatta alla cassa acustica in suo possesso (Catalogo G.B.C.* A/481-1). *Per potenze dell'ordine dei* 35-50 *W può invece scegliere un complesso di altoparlanti del tipo* UNIVERSITY super HI-FI *illustrati a pagina* 1408 *del n.* 10/1965 *di* SELEZIONE RADIO TV, *disposti come da circuito riportato a pagina* 1411 *ed eventualmente con l'aggiunta di un crossover University come indicato a pagina* 1413. *Tali filtri consentono di risolvere ogni problema di divisione delle frequenze per sistemi a due o tre vie. Il crossover* N2A *è una rete a due vie con frequenza di taglio a* 350 *e* 700 *Hz* (8 *o* 16 Ω) *e* 700 *Hz* (4 Ω) *con pendenza della curva di risposta di* 6 *dB. Il crossover* N2B *è una rete a due vie con frequenze di taglio:* 1250, 2500, 5000 *Hz (a* 8 Ω), 2500 *e* 5000 *Hz (a* 4 *e* 16 Ω). *Tali reti separano rispettivamente le basse dalle medie e le medie dalle alte frequenze e quindi si completano a vicenda. La serie è completata dall'*N1 *un filtro passa-alto variabile e dall'*N3, *acousticon baton, rete a tre vie con regolazione separata (Catalogo G.B.C.* A/267, A/267-1, A/268, A/268-1). *Per ulteriori consigli può rivolgersi direttamente alla concessionaria G.B.C. di Mestre la quale le fornirà tutti i chiarimenti del caso.*

Sig. **DEIDDA V.** - Nuoro

Alimentatore per apparecchio a transistori

Per consentirci di rispondere direttamente al suo quesito doveva indicarci la tensione di alimentazione del suo apparecchio; ad ogni modo tenga presente che la G.B.C. dispone della seguente serie di alimentatori, del tipo da lei desiderato, aventi le seguenti caratteristiche:

H/565: *entrata* 220 V
uscita 9 V/280 mVA
listino L. 2.300
H/567: *entrata* 220 V
uscita 6 V/280 mVA
listino L. 2.450
H/570: *entrata universale*
uscita 6 V/300 mVA
listino L. 2.900
H/572: *entrata universale*
uscita 9 V/300 mVA
listino L. 2.800
H/574: *entrata universale*
uscita 9 V/1 VA
listino L. 5.200
Sconto d'uso.

Sig. **COSTA B.** - Roma

Indicatore di bilanciamento per amplificatori stereo

In fig. 1 è visibile lo schema di un indicatore di bilanciamento per amplificatori stereo nel quale si fa uso di un tubo Telefunken EMM801, *del tipo noval, ed indicatore a nastro. Il segnale viene prelevato dalla placca del tubo pilota dell'invertitore di fase tramite la resistenza* R1 *(avente lo scopo di disaccoppiare i due circuiti d'uscita) ed il condensatore di blocco* C1, *ed è inviato ad un potenziometro semifisso* R3; *viene poi raddrizzato dal diodo* D1 *ed infine inserito in una delle due griglie controllo del tubo indicatore. Affinché il funzionamento dell'insieme sia corretto i due potenziometri devono essere tarati singolarmente applicando all'ingresso di ciascun canale un segnale audio di frequenza fissa in grado di pilotare l'amplificatore alla massima uscita, e regolando* R3 *fino ad avere sulla griglia controllo dell'occhio magico un segnale negativo di —* 1,3 *V. Eseguita tale operazione occorre controllare con l'ohmetro la resistenza tra cursore e massa dei potenziometri* R3 *e correggere le eventuali differenze. L'indicazione di bilanciamento sarà data dalla uguale ampiezza delle due tracce luminose che durante la massima uscita dell'amplificatore si troveranno ad una distanza di* 2 *mm una dall'altra; ciò può essere utile per determinare la potenza di uscita dell'amplificatore in relazione alla potenza massima ed alla distanza intercorrente fra le tracce luminose.*
Per quanto concerne l'applicazione dell'indicatore in un registratore stereofonico il circuito ed il sistema restano invariati, varia invece la taratura in quanto si dovrà regolare la sensibilità dell'indicatore in base alla tensione di funzionamento della testina magnetica, ed al posto dell'indicazione della potenza di uscita si avrà l'indicazione di saturazione della testina, segnalazione che l'occhio magico indicherà sovrapponendo le due tracce. È da tenere presente che i dati suddetti, i valori delle resistenze R4 *e* R5 *e la tensione di alimentazione variano da tubo a tubo. Lo stesso va detto per il valore totale dei resistori* R1 *e* R2 *che deve essere identico a quello originariamente usato nell'amplificatore.*

Fig. 1 - Schema elettrico dell'indicatore di bilanciamento.

Sig. **COSTA G.** - Genova

Antenna a V

In figura 1 riportiamo un tipo di antenna, nota con il nome di antenna a V rovesciato, che oltre ad essere usata in ricezione, come da lei richiesto può essere adoperata in trasmissione nelle bande dei 160, 80, 40, 20, 15 *e* 10 *metri e le cui dimensioni non sono eccessive. Il vertice V dista da* 11 *a* 12 *metri dal suolo e può essere fissato ad uno dei normali paletti adoperati per le antenne televisive, la distanza fra*

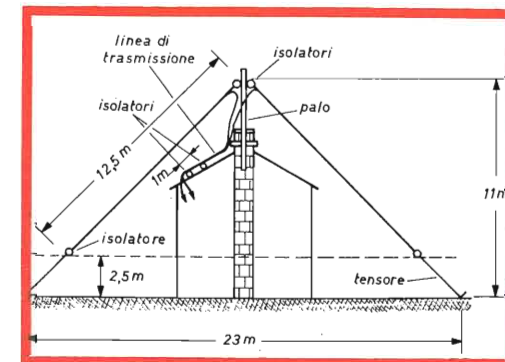
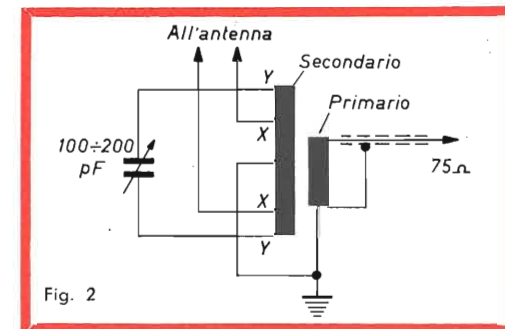



Fig. 1 - Esempio di antenna a V rovesciato.

i due vertici al suolo è invece di 23 *metri. Detti vertici naturalmente dovranno essere posti ad una altezza tale dal suolo da impedire che l'antenna possa essere toccata con le mani (*2,5 *metri). Gli isolanti devono essere del tipo a minima perdita mentre il conduttore di rame dovrà avere un diametro superiore al millimetro.*

La linea di trasmissione, del tipo bifilare, dovrà essere separata, tramite degli isolatori, per una larghezza di 1,5 *cm, però, per le lunghezze d'onda comprese fra* 20 *e* 160 *metri potrà farsi uso di piattina bifilare, del tipo a minima perdita, da* 300 Ω.

In fig. 2 mostriamo anche un dispositivo usato comunemente per accoppiare detta antenna al ricevitore o al trasmettitore.
Il secondario è composto da 26 spire di filo da 1,2 mm avvolto sopra un tubo da 50 mm di diametro su una lunghezza di 75 mm. Il primario è costituito da tre spire intercalate al centro della suddetta bobina. Gli estremi YY hanno lo stesso numero di spire rispetto al centro bobina e così pure i punti XX i quali saranno scelti in modo da trovare le migliori condizioni di adattamento dell'impedenza.
Tutti i dati relativi alla costruzione dell'antenna sono stati riportati direttamente in figura.

I 1 **VCR** - Rimini

Calibratore per quarzi

In figura 1 *riportiamo lo schema di un calibratore che può essere usato sia per il controllo di frequenza dei cristalli sia per la taratura di ricevitori e trasmettitori. Tale apparecchio è stato progettato e costruito a suo tempo dal signor Ferdinando Michelini.*
Il circuito, del tipo piezoelettrico Pierce, è costituito da una valvola 6BA6 *con il cristallo inserito nel circuito di griglia e controllo e di griglia schermo. La tensione di alimentazione, fornita da una valvola* 5Y3 *è stabilizzata da un tubo* VR 150/30. *Il condensatore* C5 *è costituito da un trimmer in ceramica con capacità da* 7 *a* 30 *pF: il suo compito è quello di consentire la taratura. Questa può essere effettuata valendosi di un generatore campione, delle stazioni standard o delle stazioni ad onda media italiane.*
Possono essere usati cristalli da 100, 500 *e* 1.000 *kHz (o di altro valore, anche molto elevato). Usando un cristallo da* 100 *kHz e collegando l'uscita del calibratore ad un ricevitore professionale ad onde corte si è ottenuto uno spettro di armoniche fino a* 30 *MHz. Spettri maggiori e più spaziati si ottengono facendo uso di cristalli aventi frequenze di oscillazione più elevate.*

Fig. 1 - Schema elettrico di un calibratore per quarzi.

L'intercambiabilità del cristallo può essere attuata anche a mezzo di un commutatore del tipo ceramico a minima perdita. Per la taratura si procede nel modo seguente: sintonizzato il ricevitore su una frequenza campione si mette in funzione il calibratore accoppiando la sua uscita all'antenna del ricevitore stesso. Si dovrà udire un battimento dovuto all'armonica del calibratore e alla stazione. Agendo sul trimmer C5 *si agirà in modo da azzerare in modo perfetto il battimento. Non conoscendo con precisione la frequenza del cristallo si cercherà una sua armonica su un ricevitore tarato: la distanza in frequenza dall'armonica successiva indicherà la frequenza di oscillazione del cristallo stesso.*
La taratura di un trasmettitore, o di un altro oscillatore si otterrà effettuando su un normale ricevitore radio il battimento fra l'armonica del calibratore e la frequenza del trasmettitore ed agendo sul trasmettitore fino ad ottenere l'azzeramento.
La costruzione è particolarmente semplice. Sul lato sinistro superiore del pannello si collocherà il trasformatore di alimentazione e alla sua destra le tre valvole. Sempre sulla destra saranno fissati l'impedenza di livellamento ed i supporti per i cristalli (o il supporto). Tutti gli altri componenti troveranno posto nella parte inferiore dello chassis. L'interruttore di rete e quello del calibratore saranno fissati frontalmente.
L'uscita sarà collegata ad un bocchettone posteriore, del tipo a minima perdita ed il più vicino possibile alla placca della valvola 6BA6.
Per il collegamento fra il calibratore e gli apparecchi da tarare si farà uso di cavo coassiale.
Valore dei componenti: C1 = C2 = 16 μF, *elettrolitici;* C3 = 0,1 μF, *carta;* C4 = 100 pF, *mica;* C5 = 7-30 pF, *compensatore a minima perdita;* C6 = 10 pF; *mica;* C7 = 10.000 pF, *mica.*
R1 = 15 kΩ, 6 W; R2 = 0,2 MΩ, ½ W; R3 = 0,1 MΩ, ½ W; R4 = 0,5 MΩ, ½ W; R5 = 5 kΩ, 1 W.
H = *Impedenza di livellamento* 30 *H*, 1700 Ω, 25 *mA.*
Tr = *Trasformatore di alimentazione con primario universale, secondario* 350 + 350 V, 5 V, 6,3 V.
Valvole: 6BA6, 5Y3 *e* VR 150/30.

Sig. **BOSIA A. B.** - Genova

Televisore a transistori da 19"

Il televisore portatile a transistori da 19" *descritto sui numeri* 2-3-6/1965 *e* 3/1966 *di SELEZIONE RADIO TV è stato realizzato facendo totale uso di componenti della* PHILIPS.
Per rintracciare i componenti in questione le consigliamo di rivolgersi alla sede di Genova della Philips o meglio ancora al REPARTO ELETTRONICA della PHILIPS di Milano in via IV Novembre, 3.
Per i pezzi di più difficile reperibilità sono stati forniti i dati costruttivi. Per tutti i componenti di uso comune quali resistenze, condensatori ecc. può fare uso di quelli riportati nel CATALOGO GENERALE *della* G.B.C.

Sig. **CERRO M.** - Roma

Convertitori di potenza a transistori

L'argomento che le interessa è stato trattato ampiamente nei numeri 11/1963, *pagina* 1264 *e* 2/1964, *pagina* 213 *della nostra rivista. In tali articoli, opera di un tecnico specializzato, è stata anche illustrata la procedura per il calcolo di tali convertitori, oltre a fornire diversi schemi per differenti potenze di uscita.*
Tenga presente che la G.B.C. dispone di una serie di survoltori fino a potenze di 400 VA, *le cui caratteristiche sono illustrate a pagina* 597 *del CATALOGO GENERALE.*
I suddetti numeri della rivista può richiederli alla nostra amministrazione attenendosi alle solite norme.

Sig. **GAETANO RUSSO**

Mixer a transistori

In fig. 1 è rappresentato un mixer di tipo professionale che può essere adattato al complesso in suo possesso. Naturalmente il collegamento con spine tripolari dovrà essere studiato da lei direttamente.
Il mixer non è altro che un preamplificatore che dispone di ingressi separati, ciascuno dei quali fa capo ad un proprio potenziometro per il controllo del volume.
Per quanto i valori dei resistori d'ingresso si adattino perfettamente all'uso al quale desidera destinare l'apparecchio, nulla vieta di sostituirli, in fase di collaudo, con altri di valore sensibilmente diverso che consentano di ottenere risultati migliori. Questo mixer ha la caratteristica di rendere assolutamente indipendenti e i vari ingressi in modo che il fruscio ed il rumore di fondo sono praticamente eliminati, tanto più che sono impiegati dei transistori della SGS AG 109, noti per il rumore di fondo particolarmente basso.
Allo scopo di rendere piatto e largo il responso sono state applicate al preamplificatore due tensioni di controreazione: la prima, generica, attraverso la R16, la seconda, tramite il circuito C4-R11, avente il compito di appiattire la curva di responso dello spettro sonoro, dato che il circuito ha tendenza ad esaltare meglio gli acuti che i bassi.
In conseguenza di tale disposizione si può ritenere che il mixer possa amplificare i segnali compresi fra 20 e 13.000 Hz con circa 2 dB di attenuazione.
La costruzione non presenta eccessive difficoltà: è consigliabile l'uso di un contenitore in lamiera allo scopo di evitare ronzii indotti dall'alimentazione dell'amplificatore principale. Per

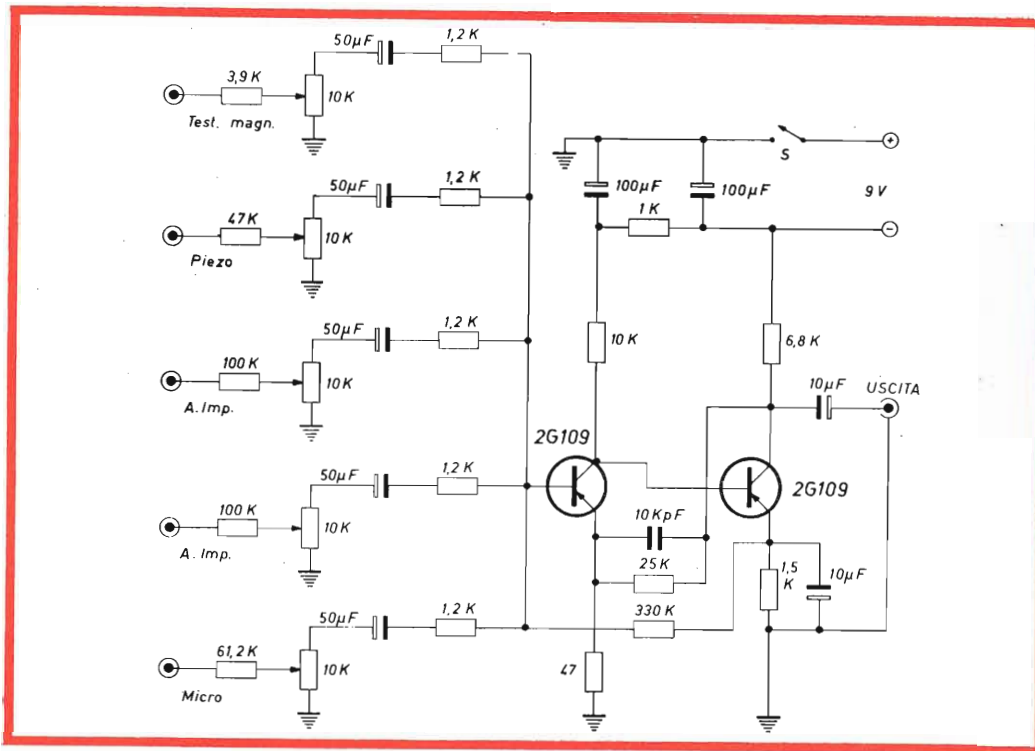
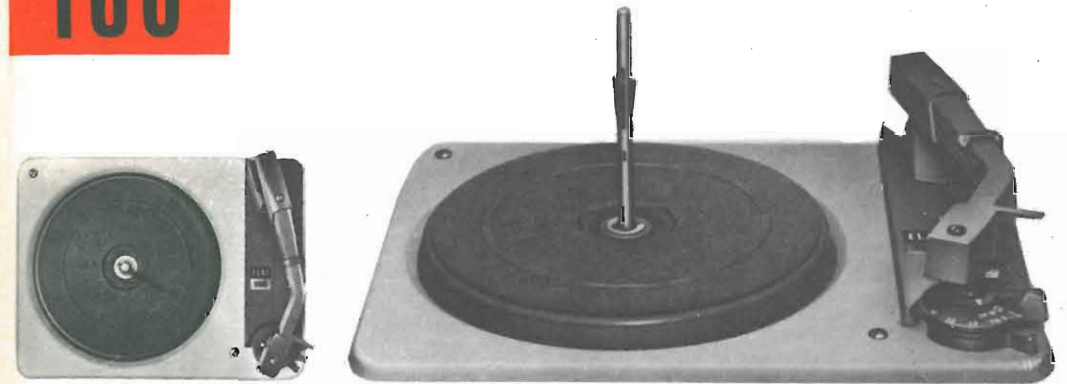



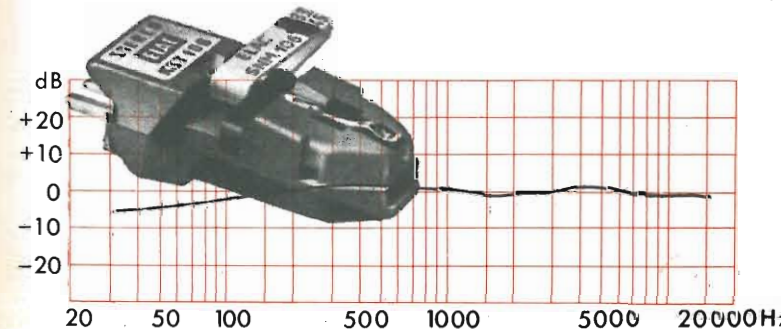
Fig. 1 - Schema elettrico del mixer a transistor.

ELAC 160 CAMBIADISCHI AUTOMATICO

Complesso a 4 velocità con cartuccia stereo a cristallo ELAC KST 106. Offre una grande semplicità di manovra, un ingombro molto limitato (la piastra misura 308 x 236 mm) ed un insieme di prestazione di classe ad un prezzo veramente eccezionale. Può funzionare da cambiadischi, giradischi automatico e ripetitore, tramite l'impiego del perno lungo e del perno corto, forniti in dotazione. Il motore di trascinamento è di tipo asincrono a due poli. Il rapporto segnale/rumore è superiore a 35 dB.

N. G.B.C. R/238

ELAC KST 106 - CARTUCCIA STEREO

Viene fornita in dotazione al cambiadischi ELAC 160. Si tratta di una cartuccia piezoelettrica di eccezionali prestazioni che ha una risposta estremamente lineare.
Caratteristiche: Doppia puntina in zaffiro ribaltabile: raggio 17 μ per dischi microsolco e stereo; raggio 65 μ per dischi 78 giri - Uscita su carico di 1 MΩ e 200 pF: 150 mV per cm/s. - Differenza di sensibilità tra i due canali: < 2 dB - Cedevolezza: 4×10^{-6} cm/dyna - Separazione tra i canali: 20 dB - Pressione di lavoro: 5 ÷ 8 g - Gamma di frequenza: 20 ÷ 18.000 Hz.

N. G.B.C. R/1482

Curva di frequenza
0 dB = 150 mV per cm/s
Carico: 1 MΩ
Capacità del cavo: 200 pF
Disco di prova: Westrex stereo 1 A

la stessa ragione si dovrà fare uso di cavetto schermato per le connessioni di ingresso e di uscita.

Il registratore potrà essere collegato a valle del circuito di rivelazione del televisore SM 2003 *e precisamente nel punto di giunzione delle resistenze da* 220 *e* 47 kΩ *che dopo la rivelazione, avvenuta ad opera dei due diodi* OA 79, *inviano il segnale al circuito preamplificatore. Nel caso che il registratore sia sprovvisto di attenuatore d'ingresso, il segnale potrà essere prelevato dopo il potenziometro del controllo di volume.*

Sig. **CECCHERINI R.** - Ravenna

Amplificatore finale per autoradio

Innanzi tutto ci congratuliamo con lei per aver realizzato il convertitore cc/ca nel n. 11/1965 della rivista ottenendo una perfetta resa sia in potenza che in tensione. Per quanto concerne la modifica da apportare all'apparecchio autoradio in suo possesso, sostituendo la valvola finale con un amplificatore a transistori, le consigliamo di adottare la soluzione adoperata da molte case che usano il sistema ibrido, e che sotto molti punti di vista può essere definito senz'altro conveniente.

In fig. 1 riportiamo appunto il circuito finale del ricevitore autoradio RA 106, *realizzato dalla AUTOVOX, nel quale come valvola rivelatrice e preamplificatrice di bassa frequenza è usata una valvola (la* 12DLB *avente caratteristica similare a quella presente nell'apparecchio in suo possesso) mentre come amplificatore di potenza è adoperato un transistore. In questo caso la potenza di uscita è di circa* 3,5 W, *più che sufficiente per un apparecchio autoradio.*

Pensiamo che tale schema sia sufficiente a farle superare le sue perplessità circa il modo di accoppiare i due circuiti e che, data la sua esperienza nel campo delle costruzioni di circuiti a transistori, potrà adattare uno dei tanti amplificatori che abbiamo descritto sulla rivista al blocco sintonizzatore, senza doverlo manomettere.

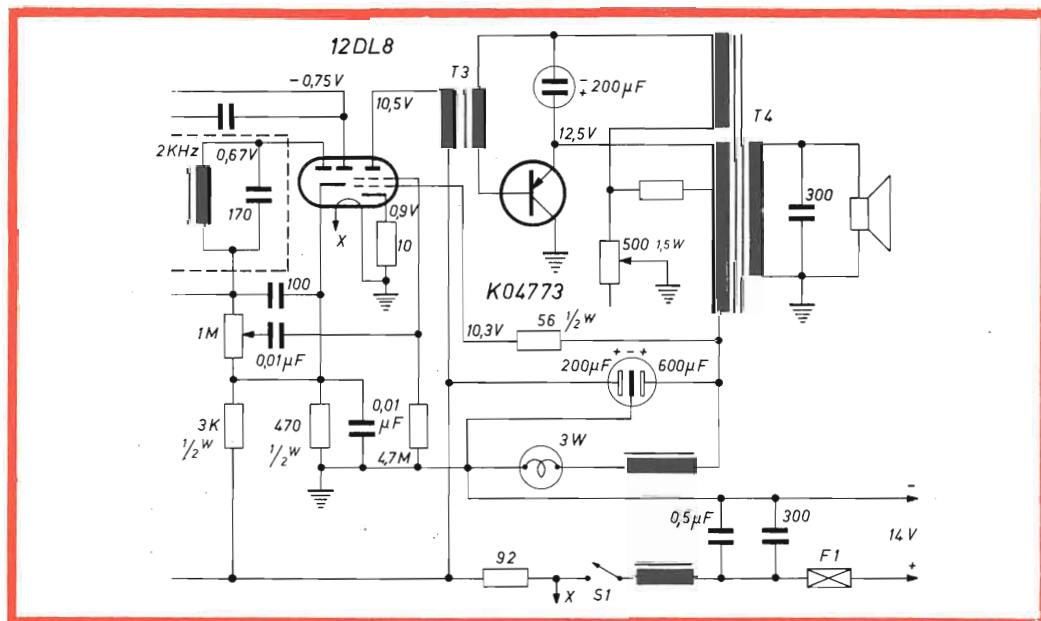



Fig. 1 - Schema elettrico dello stadio finale di un ricevitore autoradio.

IL NUOVO SUPERTESTER ICE Mod. 680 E

PARTE PRIMA

Le innovazioni di maggior importanza inserite in questo nuovo modello 680 E sono: strumento indicatore del nuovissimo tipo a nucleo magnetico compensato e quindi completamente schermato contro i campi magnetici esterni, il che significa la assoluta stabilità nella taratura dello strumento stesso anche se messo in vicinanza di ogni tipo di campo magnetico come calamite, trasformatori, impedenze ecc. Possibilità quindi di appoggiare il Tester anche sopra piani metallici di ferro o di acciaio senza alterare le letture, la qual cosa non è invece possibile con gli strumenti a magnete esterno finora impiegati in quasi tutti i Tester Analizzatori del mondo.

Tutte le resistenze elettriche impiegate nei circuiti sia Voltmetrici che Milliamperometrici e Amperometrici del Supertester ICE 680 E sono fabbricate sulla base dei più moderni ritrovati tecnici e tarate con la precisione dello 0,5%

Per poter apprezzare maggiormente tale precisione, è stata posta sullo strumento una scala a specchio onde eliminare anche gli errori di parallasse. Inoltre vi è la possibilità di poter misurare senza l'ausilio di alcun accessorio anche le seguenti intensità in corrente alternata: 250 μA-C.A.; 2,5 mA-C.A.; 25 mA-C.A.; 250 mA-C.A.; 2,5 A-C.A.

Speciale circuito elettrico brevettato che unitamente ad un limitatore statico, permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore ad esso accoppiato di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche 1000 volte superiori alla portata stessa!

Il che significa non dover quasi più essere soggetti a far riparare presso Ditte specializzate il Microamperometro o far sostituire il raddrizzatore avariato; infatti gli unici elementi che potranno danneggiarsi, qualora il sovraccarico persistesse

per un tempo prolungato, saranno solo pochissime resistenze. Queste però, essendo di costo limitato e di facilissima reperibilità, potranno essere sostituite immediatamente dall'utente stesso e non si dovrà mai quindi essere costretti a privarsi per lungo tempo dello strumento tanto necessario per il proprio lavoro.

Le altre caratteristiche sono riportate qui di seguito.

Pannello superiore interamente in Cristal antiurto che consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura; eliminazione totale quindi del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa cornice in bachelite opaca.

Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.

Strumento antiurto con apposite sospensioni elastiche.

Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile.

Misure di resistenze fino a 10 Megaohm direttamente con la sola alimentazione della batteria interna da 3 V e fino a 100 Megaohm con alimentazione dalla rete luce (da 125 a 220 V). Misure di resistenze, anche di valore resistivo bassissimo come i decimi di ohm, con alimentazione a mezzo stessa pila interna da 3 V.

Letture dirette anche di frequenze, di capacità, di potenza d'uscita e rivelatore di reattanza.

Minimo peso: solo 300 grammi compresa la batteria da 3 V posta internamente alla scatola dell'Analizzatore.

Assenza di commutatori rotanti quindi garanzia di sicurezza nel funzionamento per la totale eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti ed anche per la minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra; infatti per cambiare portata è sufficiente spostare un solo terminale dei puntali, operazione che oltre ad essere in molti casi più veloce che non ruotare un commutatore, fa riflettere sul tipo e sulla grandezza della misura che si deve scegliere eliminando quindi inutili sovraccarichi ed errori con conseguenti danneggiamenti al circuito elettrico.

Reostato di regolazione ohm, pF e Hz posto sul lato frontale e quindi ben visibile e facilmente regolabile anche con l'Analizzatore incorporato nel suo astuccio.

Tutto ciò fa dell'Analizzatore ICE mod. 680 E — **n. G.B.C. T/282-2** — uno strumento veramente completo, professionale, adatto sia per i radiotecnici che per gli elettrotecnici più esigenti.

Misure eseguibili direttamente senza alcun'altra apparecchiatura sussidiaria con il Supertester ICE mod. 680 E.

10 campi di misura e 48 portate!

V C.C.: 7 portate con sensibilità di 20.000 ohm per V: 100 mV - 2 V - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V C.C.

A C.C.: 6 portate: 50 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A C.C.

V C.A.: 6 portate con sensibilità di 4000 ohm per V: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V C.A.

A C.A.: 5 portate: 250 μA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA - 2,5 A.

ohm: 6 portate: (4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 a mezzo pila interna da 3 V); 1 portata: ohm per 10.000 a mezzo alimentazione dalla rete luce 1 portata: ohm diviso 10 - per misure di decimi di ohm - Alimentazione a mezzo stessa pila interna da 3 V.

Rilevatore di reattanza: 1 portata: da 0 ohm fino a 10 Megaohm.

Capacità: 4 portate: 2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce e 2 da 0 a 20 e da 0 a 200 μF con alimentazione a mezzo pila interna da 3 V.

Frequenza: 2 portate: 0 ± 500 Hz; 0 ± 5.000 Hz.

V uscita: 6 portate: 2-10-50-250-1.000 e 2.500 V.

Decibel: 5 portate: da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 E con accessori appositamente progettati dalla ICE.

I principali sono:

Amperometro a tenaglia Amperclamp per corrente alternata: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 A C.A.

Prova transistor e prova diodi mod. Transtest 662.

Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 A C.C.

Voltmetro a transistor di altissima sensibilità mod. 660.

Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.

Trasformatore mod. 616 per A C.A.: 250 mA - 1 A - 2 A - 25 A - 100 A - C.A.

Puntale mod. 18 per prove ad alta tensione 25.000 V C.C.

Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux mod. 24.

PARTE SECONDA

ISTRUZIONI PER L'USO DELL'ANALIZZATORE ICE 680 E n. G.B.C. T/282-2

Per un corretto uso di questo Analizzatore ICE mod. 680 E e quindi per eliminare possibili errori è indispensabile seguire tutte le istruzioni qui riportate.

Per qualsiasi misura è della massima importanza introdurre **completamente** le spine dei terminali nelle boccole più appropriate per la misura che si desidera. Prima di effettuare qualsiasi misura, accertarsi che l'indice dello strumento sia perfettamente in corrispondenza dello zero delle diverse graduazioni. Se ciò non risultasse, mettere a zero, ruotando con un piccolo cacciavite, il bottoncino nero in bachelite con testa tagliata posto sulla calotta dello strumento nella parte inferiore del quadrante indicatore.

Per tutte le misure in corrente continua, leggere le indicazioni dello strumento sulla scala nera e per le misure in corrente alternata, sulle scale rosse appropriate; così dicasi per le diciture bianche e rosse a fianco delle boccole relative.

Quando occorra eseguire con la massima precisione una lettura sullo strumento indicatore del Supertester ICE 680 E, bisogna traguardare l'indice dello strumento attraverso l'arco a specchio nella seguente maniera: dopo aver inserito i puntali nel circuito da esaminare, lasciare che l'indice finisca la propria oscillazione e quando è ben fermo sull'indicazione risultante, guardare l'indice stesso con un solo occhio spostandosi con la testa in modo da non vedere più alcuna riflessione dell'indice sullo specchio sottostante (e cioè in posizione perfettamente perpendicolare all'indice). In questo punto, sempre senza muovere ulteriormente il capo, la lettura sarà senza errori di parallasse, senza cioè quegli errori dovuti alla posizione dell'operatore non perfettamente perpendicolare.

Quando si deve eseguire qualsiasi misura, fare la massima attenzione affinché non si metta a diretto contatto qualsiasi parte del corpo con i circuiti sotto prova, inquantoché il contatto con il circuito sotto tensione può essere pericoloso.

Importante: per una buona conservazione del Supertester ICE mod. 680 E si raccomanda di leggere attentamente anche tutte le norme per la manutenzione dettagliatamente descritte nelle pagine seguenti.

MISURE DI TENSIONE - V - IN CORRENTE CONTINUA

Per le misure di tensioni (V) in corrente continua si introduce completamente il terminale nero (negativo) nella boccola in basso contrassegnata con dicitura bianca su fondo nero: « = » e l'altro rosso (positivo) in una delle boccole laterali contrassegnate pure con diciture bianche 100 mV=; 2 V=; 10 V=; 50 V=; 200 V=; 500 V=; 1000 V=; a seconda della portata più appropriata. Quando il valore della tensione da misurare sia dubbio, usare sempre la portata massima onde proteggere le resistenze da eventuali sovraccarichi;

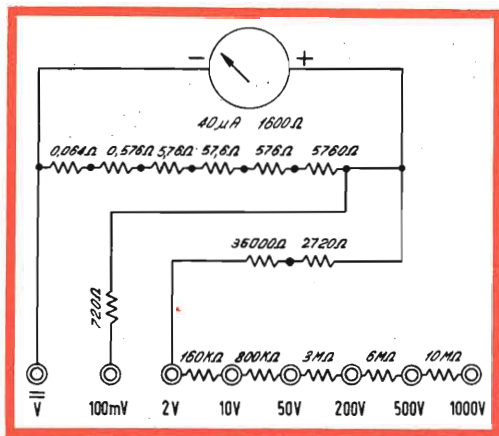



Fig. 1 - Circuito semplificato Voltmetro in c.c.

se necessario, dopo la prima lettura, il terminale rosso delle diverse portate può essere inserito nella portata più bassa onde poter leggere la misura con più esattezza.

Per la portata più bassa di soli 100 mV (= 0,1 V) leggere la numerazione da 0 a 10 marcata sul quadrante, e moltiplicare per 10.

Per la portata fino a 2 V leggere la numerazione da 0 a 10 e dividere per 5 la lettura effettuata.

Per la portata a 10 V leggere direttamente la numerazione da 0 a 10 segnata sul quadrante.

Per la portata 50 V leggere la numerazione da 0 a 50 direttamente marcata sul quadrante.

Per la portata 200 V leggere la numerazione da 0 a 10 e moltiplicare la lettura effettuata per 20.

Per la portata 500 V leggere la numerazione da 0 a 50 moltiplicando per 10 (aggiungere uno zero) la lettura effettuata.

Infine per la portata 1000 V leggere la numerazione da 0 a 10 moltiplicando per 100 la lettura eseguita.

Tutte le letture in corrente continua devono effettuarsi sull'arco graduato in nero posto subito sopra le tre numerazioni e contrassegnato agli estremi dell'arco **« V - mA = »**.

Desiderando eseguire misure fino a 25.000 V C.C. fondo scala, adoperare lo apposito puntale ICE mod. 18 per alta tensione (che viene fornito solo dietro richiesta) da inserirsi in serie nella boccola contrassegnata 1000 V. Leggere sulla numerazione da 0 a 250 moltiplicando per 100 (aggiungere due zeri) la lettura eseguita.

MISURE DI TENSIONE - V - IN CORRENTE ALTERNATA

Per le misure di tensione (V) in corrente alternata si introduce completamente un terminale dei puntali nella boccola in basso centrale contrassegnata in rosso « ~ » (corrente alternata) e l'altro terminale in una delle boccole laterali di destra contrassegnata pure in rosso; 10 V≃; 50 V≃; 250 V≃; 1000 V≃; 2500 V≃; a seconda della portata più appropriata.

Quando si deve misurare un circuito sotto alta tensione (portata 2500 V) fare molta attenzione poiché vi è serio pericolo di una scarica elettrica ed assicurarsi bene quindi di non toccare e nemmeno avvicinarsi troppo al circuito mentre è sotto tensione. Pertanto collegare i puntali al circuito da misurare solo quando in questo non vi è tensione; dopo di che e dopo essersi assicurati che il Tester, i cordoni e i

puntali siano in posizione stabile ed idonea per tale misura e cioè su di un tavolo isolato e distanti da qualsiasi parte del corpo e da qualsiasi parte conduttrice di corrente, si potrà applicare la tensione al circuito ed eseguire la lettura senza però toccare né i puntali né l'Analizzatore stesso.

Quando il valore della tensione da misurare sia dubbio usare sempre la portata massima onde proteggere le resistenze da eventuali sovraccarichi; se necessario dopo la prima lettura il terminale delle diverse portate può essere inserito nella portata più bassa onde poter leggere la misura con maggior precisione. Per eseguire una misura sulla portata 2 V C.A. introdurre il primo puntale nella boccola in basso contrassegnata $\left\{ \begin{array}{l} \Omega \times 10.000 \\ \text{pF - 2V} \sim \end{array} \right.$ mentre la seconda boccola da usarsi è la medesima che viene usata anche per la portata 50 µA e 100 mV; eseguire la lettura direttamente sull'arco rosso numerato da 0 a 10 V~ e dividere per 5 la lettura eseguita.

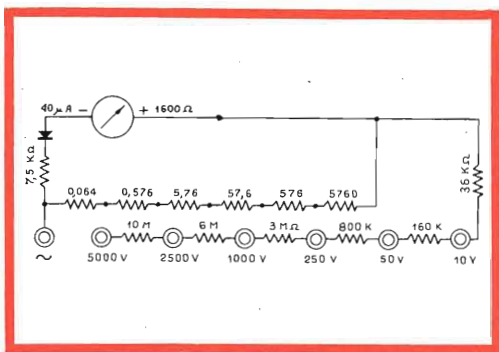



Fig. 2 - Circuito semplificato Voltmetro ni c.a.

Per la portata fino a 10 V~ leggere la numerazione da 0 a 10 direttamente marcata sul quadrante; per le portate 50 V e 250 V leggere direttamente la numerazione da 0 a 50 e da 0 a 250. Per la portata 1000 V leggere la numerazione da 0 a 10 moltiplicando per 100 la lettura eseguita. Per la portata 2500 V~ leggere la numerazione da 0 a 250 moltiplicando per 10 la lettura eseguita.

Tutte le letture in corrente alternata devono effettuarsi sull'arco graduato in rosso posto subito sotto la scala ohmetrica e contrassegnata agli estremi dell'arco **« V - mA~ »**.

Come si può notare osservando il circuito elettrico relativo alle misure Voltmetriche in corrente alternata questo nostro Supertester mod. 680 E come del resto quasi tutti i più apprezzati e noti Analizzatori americani, ha adottato il circuito con raddrizzatore ad una sola semionda poiché questo sistema oltre alla normale misura della tensione alternata ivi esistente permette il controllo della simmetria del valore medio tra le due alternanze della corrente alternata in esame.

Infatti può verificarsi in pratica il caso che tra le due semionde di una corrente alternata venga a determinarsi per varie cause una asimmetria; cioè che le due semionde non presentino le stesse forme e le stesse ampiezze, come per esempio la presenza di componente continua.

Qualora questa asimmetria venga ad influenzare il valore medio, essa può essere rilevata dal Tester ICE mod. 680 E invertendo i puntali dello stesso ai punti di misura. La differenza tra le due misure permette di calcolare in valore medio, la percentuale di asimmetria presente e quindi:

$$\% \text{ di asimmetria} = \frac{V\,1 - V\,2}{V\,1} \cdot 100$$

dove: V 1 = deviazione maggiore
V 2 = deviazione minore.

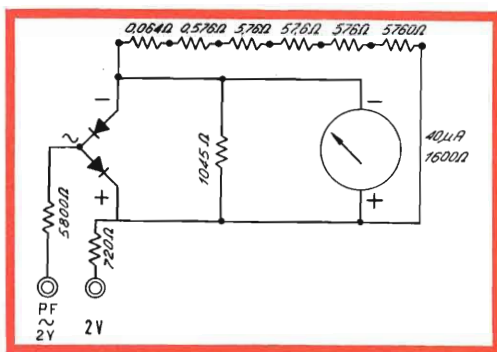



Fig. 3 - Circuito semplificato Voltmetro 2 V in c.a.

MISURE DI INTENSITÀ - mA - IN CORRENTE CONTINUA

Importante - Per le misure di intensità lo strumento deve venire sempre collegato in serie con il circuito. Non collegare mai lo strumento in parallelo con il circuito sotto tensione come si opera invece per le misure di tensione (V), perché le resistenze shunts ne resterebbero danneggiati specialmente quelle di basso valore ohmico. Fatta attenzione a ciò, per le misure di intensità (mA corrente continua) s'inserisce completamente il terminale nero (negativo) nella boccola in basso contrassegnata con dicitura bianca su fondo nero « = » (corrente continua) e l'altro rosso (positivo) in una delle boccole laterali di sinistra contrassegnate pure con diciture bianche « 50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A » a seconda della portata desiderata. Fare la massima attenzione che quando l'entità dell'intensità da misurare sia dubbia, si dovrà sempre usare la portata massima (5 A) e ciò a protezione delle resistenze shunt del circuito stesso.

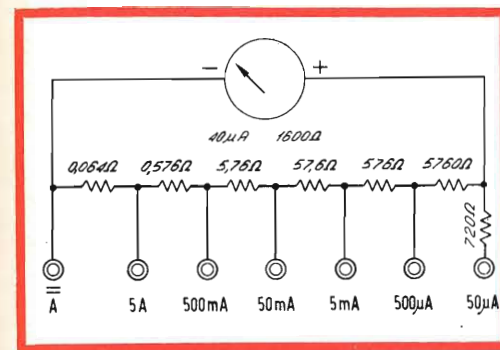



Fig. 4 - Circuito semplificato milliamperometro in c.c.

Se è necessario, dopo aver effettuato la prima lettura, il terminale rosso delle diverse portate potrà essere inserito nella portata più bassa onde ottenere un'indicazione più esatta.

La caduta di tensione nelle diverse portate Amperometriche è la seguente 50 µA = 100 mV; 500 µA = 294 mV; 5 mA = 317,5 mV; 50 mA, 500 mA e 5 A = 320 mV.

MISURE DI INTENSITÀ - A - IN CORRENTE ALTERNATA

Per le misure di intensità (A) in corrente alternata per le portate dirette: 250 µA-C.A.; 2,5 mA-C.A.; 25 mA-C.A.; 250 mA-C.A. e 2,5 A-C.A. occorre introdurre il primo puntale nella boccola in basso centrale contrassegnata in rosso ~ e il secondo puntale in una delle boccole laterali di sinistra a seconda della portata desiderata (diciture rosse). Tutte le letture verranno eseguite sull'arco rosso con la numerazione da 0 a 250 mA~ e dividendo per cento per le portate 2,5 mA e 2,5 A; per 10 per la portata 25 mA e con lettura diretta per le portate 250 µA e 250 mA.

Fare la massima attenzione che anche per queste misure Amperometriche in C.A. lo strumento deve sempre venire collegato in serie con il circuito!

Vedi raccomandazioni come per le misure di intensità in C.C.

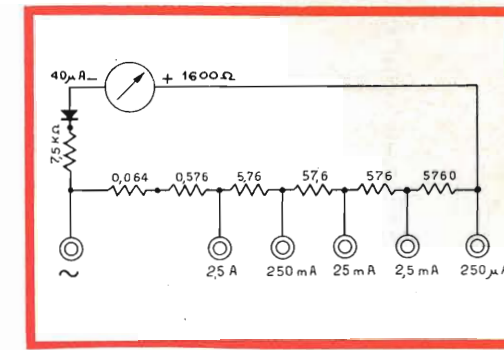



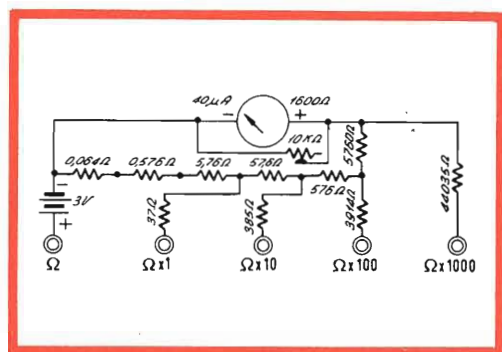
Fig. 5 - Circuito semplificato Amperometro in c.a.

MISURE DI RESISTENZA CON CORRENTE CONTINUA da 1 ohm fino a 10 Megaohm

(da un decimo fino a 30 ohm vedere le pagine seguenti)

Prima di effettuare qualsiasi misura di resistenza in un circuito qualsiasi, accertarsi che dal medesimo sia stata tolta la corrente, perché, se il circuito ohmico del-

l'analizzatore venisse sottoposto a tensione, ne verrebbero danneggiate le relative resistenze. Assicuratisi di ciò, per misure di resistenza di valore basso, medio e alto introdurre completamente un terminale dei puntali nella boccola in basso a sinistra contrassegnata Ω e l'altro terminale in una delle boccole superiori contrassegnate Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 e Ω x 1000 a seconda della portata desiderata.

Fatto ciò mettere a contatto i puntali fra loro e ruotare la manopola « REG. » (Regolazione Batteria) fino a che l'indice dello strumento si trovi esattamente a fondo scala e cioè a 0 ohm. Infine inserire fra i puntali la resistenza da misurare facendo attenzione che il valore letto sulla scala superiore dello strumento, relativo alle misure ohmiche, sia moltiplicato per la portata che si è scelta. Ogni volta che si cambia la portata dell'ohmmetro ripetere le operazioni per la messa a zero dell'indice ruotando la manopola centrale. Quando l'indice non arriva più a 0 ohm cambiare la batteria interna (una sola batteria da 3 V del tipo comune a torcetta) tenendo conto della polarità:

segno «—» negativo; segno « + » positivo

Per detta sostituzione vedere il capitolo relativo alla manutenzione. Terminate le prove di resistenza non lasciare mai in posizione sul circuito ohmmetrico i terminali poiché i puntali potrebbero venire a contatto e scaricare quindi dopo un certo periodo di tempo la pila interna. Il circuito interno dell'ohmmetro potrebbe inoltre venire incidentalmente connesso per distrazione con un circuito sotto tensione e quindi potrebbe essere danneggiato.

Per conoscenza dei tecnici che adoperano il Supertester 680 E la casa produttrice desidera dare anche le differenti intensità di corrente che affluiscono a seconda del valore ohmmico della resistenza in esame ed a seconda della portata impiegata. Nella portata ohm x 1 si avranno le seguenti indicazioni rapportate tra la scala in ohm ed i relativi equivalenti in mA di intensità che vi affluiscono.

Per la portata ohm x 10 si dovrà dividere per 10 le misure di intensità sopra segnate.

Per la portata ohm x 100 si dovrà dividere per 100 le misure di intensità sopra segnate.

Per la portata ohm x 1000 si dovrà dividere per 1000 le misure di intensità sopra segnate.

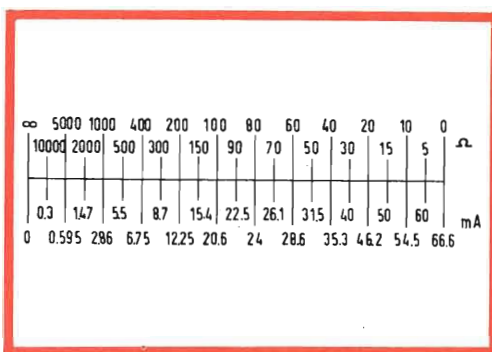
Da tener presente che le misure di intensità sotto riportate sono da riferirsi all'erogazione di una pila che alimenti il circuito con una tensione di 3 V precisi. Qualora la pila fosse invece più o meno carica e presentasse pertanto più o meno V, i valori sopra segnati varierebbero in maniera direttamente proporzionale.

Questi dati di erogazione sono utili ed importanti per diverse applicazioni come ad esempio il rilievo del consumo di uno strumento o di un relais, oppure per sapere su quale portata misurare la continuità del filamento di una valvola o di una lampadina di basso consumo affinché detto filamento non venga sovraccaricato e quindi non si bruci.

Fig. 6 - Circuito semplificato ohmetro in c.c.

∞ 5000 1000 400 200 100 80 60 40 20 10 0

10000 2000 500 300 150 90 70 50 30 15 5 Ω

0.3 1.47 5.5 8.7 15.4 22.5 26.1 31.5 40 50 60 mA

0 0.595 2.86 6.75 12.25 20.6 24 28.6 35.3 46.2 54.5 66.6

Fig. 7

Nelle misure tenere presente che il polo comune degli ohm è positivo mentre quello delle diverse portate ohm x 1, ohm x 10, ohm x 100, ohm x 1000 è negativo; ciò ha importanza specialmente per le misure da eseguirsi sui raddrizzatori e sui condensatori elettrolitici.

MISURE DI RESISTENZA IN C.C. PER VALORI RESISTIVI BASSISSIMI

da un decimo di ohm fino a 30 ohm

Il Supertester 680 E permette di poter leggere con notevole precisione anche valori resistivi bassissimi come ad esempio i decimi di ohm. La scala di raffronto è qui sotto riportata. (Essa è riferita alla scala da 0 a 50 V mA=).

Noterete che al centro scala si leggono solo 5 ohm e cioè la decima parte della scala normale con portata diretta ohm x 1.

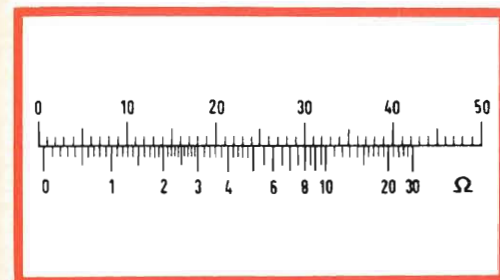



Fig. 8

Per poter effettuare dette misure **ohmmetriche** molto basse bisogna procedere come qui sotto descriviamo: innanzitutto occorre cortocircuitare con del filo di rame del diametro di due millimetri le due boccole Ω e Ω x 1 facendo attenzione che il filo sia introdotto nelle boccole almeno per una lunghezza di circa 15 millimetri affinché si aprano i contatti interni delle boccole stesse; dopo tale operazione basterà azzerare con il reostato l'indice sul fondo scala e poi misurare la bassa resistenza incognita attraverso i due puntali che si dovranno porre nelle boccole contrassegnate: LOW Ω (ohm bassi).

La lettura si avrà confrontando l'indicazione risultante dallo spostamento dell'indice sulla scala da zero a 50 sopradetta e riportando tale lettura sul pettine di fig. 8.

Fare attenzione che se si vuole una lettura molto esatta si deve tener conto anche della piccolissima resistenza dei cordoni dei puntali che si può rilevare cortocircuitando i puntali stessi prima di interporre la resistenza da misurare.

Il valore resistivo dei cordoni andrà quindi poi sottratto dal valore resistivo totale letto dopo la misura della resistenza in esame.

Come si può rilevare dal pettine riportato in fig. 8, lo 0 ohm non è stato posto in corrispondenza dello zero assoluto dello strumento ma si è tenuto conto per maggiore precisione anche della piccolissima resistenza del circuito interno dell'analizzatore stesso.

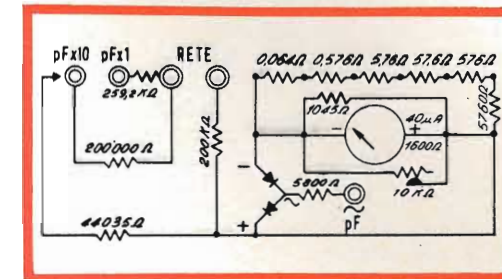



Fig. 9 - Circuito semplificato ohmetro in c.a.

MISURE DI RESISTENZA IN CORRENTE ALTERNATA

da 100 kohm fino a 100 Megaohm

Per misure di resistenze di altissimo valore introdurre nella presa di corrente posta sul fianco laterale sinistro dell'analizzatore contrassegnata «125-210 V ~» una tensione qualsiasi di rete alternata contenuta tra 125 e 220 V. Fatto ciò ruotare completamente la manopola contrassegnata REG. verso sinistra e introdurre comple-

tamente un terminale dei puntali nella boccola in basso contrassegnata Ω x 10.000 pF 2 V～ e l'altro terminale della boccola superiore destra contrassegnata pF x 1 Ω x 10.000 dopo di che mettere a contatto i puntali fra loro e ruotare nuovamente la manopola contrassegnata REG. (regolazione rete) fino a che l'indice dello strumento si trovi esattamente a fondo scala e cioè a 0 ohm. Infine si inserisce fra i puntali la resistenza da misurare facendo sempre attenzione che il valore letto sulla scala **ohmmetrica** sia moltiplicato per 10.000.

RIVELATORE DI REATTANZA

Si verifica spesso nella pratica di dover stabilire se in un circuito resistivo sono presenti reattanze; esempio: stabilire se una capacità in parallelo ad una resistenza è efficiente o meno senza doverla staccare dal circuito stesso.

Per far ciò basta misurare il valore resistivo del circuito sulla portata ohm x 1000 usufruendo prima del circuito dell'analizzatore con l'impiego della batteria interna, ripetendo poi la misura sulla stessa portata usando il circuito in corrente alternata utilizzando la presa di corrente posta sul fianco sinistro dell'Analizzatore stesso con una tensione di rete a 50 Hz compresa tra 125 e 220 V come descritto nel capitolo precedente.

Qualora confrontando le due letture, e cioè quella eseguita a mezzo batteria interna e quella eseguita a mezzo tensione alternata di rete queste non dovessero concordare è evidente la presenza di reattanza.

MISURE DI CAPACITA'

Per misure di capacità di condensatori a carta, ceramici, a mica, per capacità comprese fra 50 e 500.000 pF operare nel seguente modo: introdurre nella presa di corrente posta sul fianco laterale sinistro dell'analizzatore contrassegnata 125÷220 V～ una tensione qualsiasi di corrente alternata a 50 periodi contenuta fra i 125 e 220 V. Fatto ciò, ruotare completamente verso sinistra la manopola contrassegnata REG. (regolazione rete) e introdurre completamente un terminale dei puntali nella boccola in basso contrassegnata in rosso Ω x 1.000 pF - 2 V～ l'altro terminale in una delle boccole superiori contrassegnate Hz-pF x 10 Ω x 10.000 oppure pF x 1 Ω x 10.000 a seconda della portata desiderata; dopo di che mettere a contatto i puntali fra loro e ruotare la manopola contrassegnata REG. (regolazione rete) fino a che l'indice dello strumento si trovi esattamente a fondo scala e cioè a 0 ohm. Infine inserire tra i puntali il condensatore da misurare facendo sempre attenzione che il valore letto sulla scala delle capacità va moltiplicato per la portata che si è scelta. Fare attenzione che se il condensatore in esame non ha un buon isolamento le letture risultano errate.

Fig. 10 - Circuito semplificato capacimetro in c.a.

Per misure di capacità da un microfarad fino a 200 μF sia a carta che elettrolitici (condensatori di livellamento) si opera nella seguente maniera: introdurre i puntali nelle boccole Ω e Ω x 100 oppure Ω x 1000 a seconda della portata desiderata, unire quindi i puntali e azzerare come per le misure ohmmetriche in C.C. Inserire quindi fra i puntali il condensatore in prova invertendo più volte le sue polarità. Se il condensatore è efficiente, deve far spostare l'indice sulle seguenti letture dello strumento a seconda della capacità e indi ritornare verso zero μF. Se non ritornasse verso zero μF significa che il condensatore ha perso di isolamento e pertanto è da scartarsi.

Fig. 11

MISURE DI FREQUENZA FREQUENZIMETRO

Per misure di frequenza introdurre nella presa di corrente posta sul fianco laterale sinistro dell'analizzatore contrassegnato 125 ÷ 220 V～ una tensione alternata qualsiasi contenuta tra 125 e 220 V, di cui si voglia conoscere la frequenza. Fatto ciò ruotare completamente la manopola contrassegnata REG. verso sinistra e introdurre completamente un puntale nella boccola in basso centrale contrassegnata ～ e l'altro puntale nella boccola superiore contrassegnata Hz-pF x 10 Ω x 1000 per misure fino ad un massimo di 500 Hz.

Cortocircuitare i puntali tra di loro ed eseguire l'azzeramento (indice a 0 Ω) dopo di che si sposta il puntale che inizialmente si è introdotto nella boccola ～ nella vicina boccola di destra contrassegnata Hz-dB output e, mantenendo il cortocircuito dei puntali tra di loro, leggere direttamente la frequenza in Hz sull'apposita scala delimitata dalla stessa sigla.

Qualora si volesse leggere una frequenza superiore a 500 Hz (ma che non superi però 5.000 Hz) sarà sufficiente che, dopo aver azzerato sulla portata Hz la tensione alternata da misurare, venga introdotto in serie al puntale medesimo un condensatore da 5.000 pF precisi e si leggerà così la frequenza segnata sulla scala moltiplicata per 10. Qualora la tensione alternata da misurare non sia contenuta tra i 125 e i 220 V sopraccennati basterà usare un trasformatore di tensione che riporti la tensione senza distorsioni entro detto valore.

Fig. 12 - Circuito semplificato frequenzimetro.

MISURE D'USCITA - V e dB - OUTPUT

Per le misure d'uscita si introduce completamente un terminale dei puntali nella boccola in basso contrassegnata in rosso « OUTPUT » - Misuratore d'Uscita - l'altro terminale in una delle boccole laterali di destra contrassegnate pure in rosso « 10 V≂; 50 V≂; 250 V≂; 1000 V≂ » a seconda della portata desiderata. Quando il valore della potenza d'uscita da misurare sia dubbia, usare sempre la portata massima onde proteggere il circuito da eventuali sovraccarichi; se necessario dopo la prima lettura, il terminale delle diverse portate può essere inserito nella portata più bassa onde poter leggere la misura con più precisione.

Si tenga presente che per le misure di potenza in dB si è assunto come livello base per lo zero dB il moderno Standard Internazionale e cioè: 0 dB = 1 mV su 600 ohm pari a 0,775 V.

Sulla scala sono segnati direttamente i valori in dB per la portata 10 V corrente alternata. Usando la portata 50 V corrente

alternata la lettura in dB sarà quella indicata con aggiunti 14 dB.

Con la portata 250 V corrente alternata andranno aggiunti 28 dB.

Con la portata 1000 V corrente alternata andranno aggiunti 40 dB.

Fig. 13 - Circuito semplificato misuratore d'uscita.

Si vuole chiarire ora il concetto del valore simbolico del dB. Esso è una misura relativa e di conseguenza può assumere qualsiasi valore secondo quello preso come riferimento.

Esiste una relazione con i W ma, mentre questi ultimi rappresentano un'entità assoluta i dB possono assumere valori altissimi positivi o negativi oppure anche piccolissimi, secondo il riferimento che si intende prendere.

Il dB come unità e come entità psicofisica, rappresenta la minima variazione di potenza acustica percepibile dall'orecchio umano, ma questa variazione di potenza può essere dell'ordine dei milliwatt; come può essere dell'ordine dei W senza che la percezione acustica delle variazioni per dB possa cambiare.

Infatti la formula che mette in relazione i dB con i W è la seguente:

$$dB = 10 \lg_{\cdot 10} \frac{W\,1}{W\,0}$$

rappresenta cioè il decuplo del logaritmo in base decimale del rapporto tra i W considerati (W 1) e i W di riferimento (W 0).

In caso di amplificazione il valore di dB risulta positivo; nel caso di attenuazione esso risulta negativo.

Nel Tester ICE mod. 680 E il riferimento di paragone (livello 0) segnato sulla scala è rappresentato, come già abbiamo detto, da 1 mW su 600 ohm.

Normalmente però il carico di un radioricevitore o di un amplificatore è dato dall'altoparlante con bobina mobile di circa 3 ÷ 7 ohm di impedenza pertanto, al valore rilevato dallo strumento, si dovrà aggiungere un certo fattore che indicheremo con K conseguibile mediante l'applicazione della seguente formula:

$$K = 10 \times \log. \frac{600}{\text{resist. di carico}}$$

considerando inoltre che come più sopra abbiamo specificato per la portata 10 V la lettura dei dB si esegue direttamente, mentre per la portata 50 V bisogna aggiungere alla lettura eseguita 14 dB, per la portata 250 V si devono aggiungere invece 28 dB, per la portata 1000 V si devono aggiungere invece 40 dB, si avrà che i dB totali nelle varie portate risulteranno i seguenti:

— per la portata 10 V = dB come da lettura diretta più K

— per la portata 50 V = dB come da lettura diretta più K più 14 dB

— per la portata 250 V = dB come da lettura diretta più K più 28 dB

— per la portata 1000 V = dB come da lettura diretta più K più 40 dB.

Dividendo quindi i dB totali per 10 risaliremo al logaritmo del rapporto tra la potenza d'uscita del ricevitore e quella Standard, la quale nel caso del modello 680 risulta essere di 1 mW. A conoscenza del logaritmo ricercheremo in un manuale logaritmico il numero corrispondente che divideremo per 1000 poiché 1 mW è la millesima parte del W ed otterremo così il valore della potenza d'uscita in W del ricevitore o dell'amplificatore in esame.

A maggior chiarimento diamo qui un esempio:

Si supponga che la bobina mobile dell'altoparlante risulti di 3,2 ohm e che la lettura eseguita sul Tester, collegato in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante medesimo, abbia indicato un valore di 14 dB misurati sulla portata di 10 Output.

Il fattore K risulterà quindi:

$$K = 10 \times \log. \frac{600}{3{,}2} = 10 \times \log. 188.$$

Ricercheremo in una tavola logaritmica il logaritmo di 188 e risultando il medesimo uguale a 2,274 avremo:

$$10 \times 2{,}274 = 22{,}74$$

I dB totali risulteranno pertanto:

$$14 + 22{,}74 = 36{,}74.$$

Dividendo i dB totali per 10 si trova il logaritmo del rapporto di potenza:

36,74 diviso 10 = 3,674.

Dall'esame delle tavole logaritmiche si rileverà che al logaritmo 3,674 corrisponde il numero 4721. Ciò sta ad indicare che la potenza d'uscita da noi misurata risulta 4721 volte maggiore di quella Standard la quale, come abbiamo detto in precedenza, risulta essere di 1 mW. Pertanto la potenza d'uscita sarà di 4721 mW corrispondenti quindi a 4,721 W.

Vi è pure un altro sistema molto più semplice e più veloce per rilevare i W di uscita di un apparecchio radio o di un amplificatore. Per far ciò occorre misurare la tensione d'uscita (Output) nella maniera già descritta, al primario del trasformatore d'uscita con secondario chiuso sulla bobina mobile dell'altoparlante oppure ai capi della bobina mobile, tenendo presente però il valore dell'impedenza sulla quale si misura ed applicare la seguente formula:

$$W = \frac{V^2}{Z}$$

dove W = potenza d'uscita; V^2 = tensione d'uscita (Output) al quadrato; Z = impedenza d'uscita (da 4000 a 700 ohm circa, al primario del trasformatore, secondo del tipo di trasformatore e della valvola finale impiegata); da 3 a 7 ohm circa alla bobina mobile dell'altoparlante tenendo presente che detto valore può variare a seconda del tipo di altoparlante.

A maggior chiarimento diamo anche per questo sistema di misura dei W d'uscita alcuni esempi:

Se misurando la tensione d'uscita ai capi del primario del trasformatore d'uscita leggiamo una tensione di 100 V e conoscendo il valore d'impedenza del primario di detto trasformatore normalmente intorno a 5.000 ohm avremo la seguente relazione:

$$W = \frac{100^2}{5.000} = \frac{100 \times 100}{5.000} = \frac{10.000}{5.000} = 2\,W$$

Se l'impedenza suaccennata anziché essere 5.000 ohm fosse invece 7.000 avremo:

$$W = \frac{100^2}{7.000} = \frac{100 \times 100}{7.000} = \frac{10.000}{7.000} = 1{,}42\,W$$

Se invece misuriamo la tensione ai capi del secondario del trasformatore d'uscita e cioè in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante troviamo ad esempio una tensione d'uscita (Output) di 3 V e sappiamo che l'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante in esame è per esempio 5 ohm avremo la seguente formula:

$$W = \frac{3^2}{5} = \frac{3 \times 3}{5} = \frac{9}{5} = 1{,}8\,W$$

se invece l'impedenza della bobina mobile fosse ad esempio 3,2 ohm avremo:

$$W = \frac{3^2}{3{,}2} = \frac{3 \times 3}{3{,}2} = \frac{9}{3{,}2} = 2{,}81\,W$$

Parte Terza

MANUTENZIONE DEL SUPERTESTER ICE 680 E n. G.B.C. T/282-2

La ICE ha tenuto presente nel progetto di questo nuovissimo modello 680 E di tutti gli inconvenienti che si possono incontrare durante l'uso continuo ,e certe volte inavvertitamente errato dall'Analizzatore stesso.

Inoltre essa ed i suoi più importanti rivenditori tengono sempre a disposizione di tutti i suoi clienti un certo quantitativo di parti di ricambio.

Uno degli inconvenienti più gravi che spesso si verifica in quasi tutti gli Analizzatori del mercato mondiale è quello che tutto il circuito elettrico, strumento compreso, è montato e quindi ancorato sul pannello di bachelite frontale che fa anche da coperchio di chiusura all'Analizzatore stesso. Ne deriva quindi che ogni volta che l'Analizzatore così costruito subisce un for-

te urto o per maltrattamento o per involontaria caduta per terra, detto pannello viene irrimediabilmente incrinato, scheggiato o addirittura spezzato in più parti.

Poiché per la riparazione suddetta non c'è che sostituire detto pannello ne deriva che bisogna pure trasportare sul nuovo pannello tutti i componenti, boccole, contatti e collegamenti compresi.

Pertanto è un lavoro molto lungo che il più delle volte viene a costare più dello stesso Analizzatore nuovo! Quindi nella progettazione di questo modello si è voluto eliminare tale gravissimo inconveniente proteggendo e scindendo completamente il pannello dove sono ancorati tutti i componenti, dal pannello vero e proprio che fa da coperchio e quindi ne chiude la scatola.

Tale pannello esterno per le caratteristiche menzionate nella prima parte di questo manuale è stato costruito in Cristal, materiale trasparentissimo, di altissimo isolamento ed antiurto. Pertanto qualora per una accidentale forte caduta od un fortissimo urto o per qualsiasi altra ragione si desiderasse sostituire detto pannello si tenga presente che il medesimo è fissato al pannello sottostante per mezzo dell'albero del reostato centrale e dalla vite che fissa e porta il contatto dell'anello resistivo del reostato stesso; quindi occorrerà solamente svitare i due dadi relativi all'albero ed alla vite di cui sopra ed estratti questi ultimi il pannello sarà completamente libero di essere sostituito essendo nella parte sopra lo strumento ancorato da due semplici sottosquadra.

La medesima operazione vale anche per l'eventuale sostituzione dell'anello resistivo del reostato.

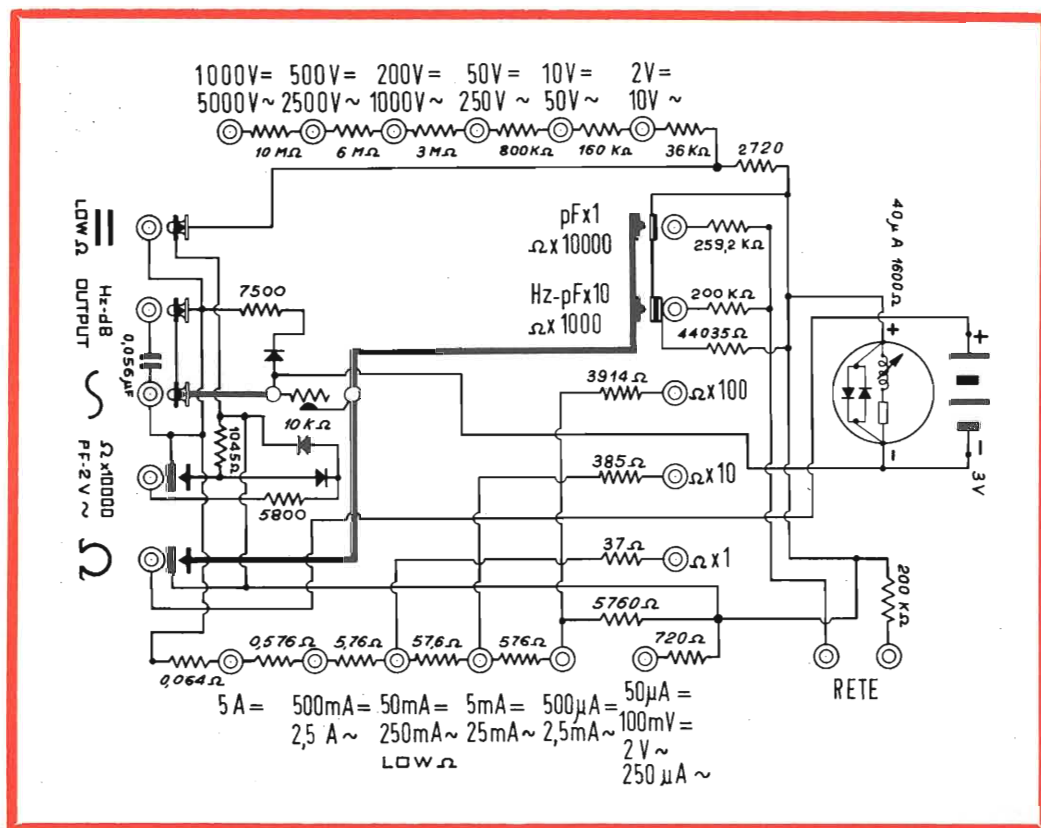



Fig. 16 - Schema completo del Supertester ICE 680 E.

TRASMETTITORE MOBILE A TRANSISTOR E VALVOLE «QUICK HEATING»

Poter effettuare collegamenti radio tra due auto o tra un'auto e una stazione fissa è stato sempre l'hobby di un radioamatore. In passato egli impiegava la banda degli 80 m con la modulazione di ampiezza. La modulazione a banda laterale unica (SSB) ha consentito di fare un notevole passo avanti in questo tipo di collegamenti. Il consumo di corrente di una simile apparecchiatura equipaggiata esclusivamente con valvole è notevole per cui l'accumulatore dell'auto si scarica molto presto.

Nella banda dei 2 m si hanno condizioni più favorevoli in quanto l'antenna da sistemare sull'autoveicolo non necessita più di essere artificialmente allungata sino a $\lambda/2$ e pertanto consente di ottenere un rendimento superiore a quella accorciata della banda degli 80 m. Con un piccolo trasmettitore da 10 W di RF si può comunicare tra due auto da una parte all'altra di una grande città; in aperta campagna e trovandosi su una collina la portata arriva fino a 100 km. La polarizzazione orizzontale dell'antenna richiede antenne ingombranti e la modulazione di ampiezza può produrre quando l'auto è in movimento fenomeni di evanescenza. Questo è il motivo per cui molti radioamatori rinunciano al sistema SSB nella banda dei 2 m il quale tra l'altro è anche molto costoso.

Tra le documentazioni Valvo (Philips tedesca) abbiamo per ciò rintracciato un trasmettitore modulato di fase con potenza da 12 W molto indicato per stazioni mobili (Taxi).

Il trasmettitore è stato progettato per la banda dei 160 MHz ma un buon radioamatore può con facilità adattarlo alla banda dei 145 MHz.

Nel trasmettitore e nel modulatore sono impiegati complessivamente tre transistor e tre valvole. Nel modulatore sono state impiegate le così dette valvole « quick heating » ad emissione immediata, i filamen-

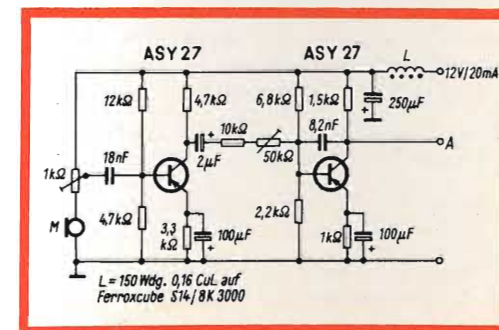



Fig. 1 - Schema del modulatore a transistor.

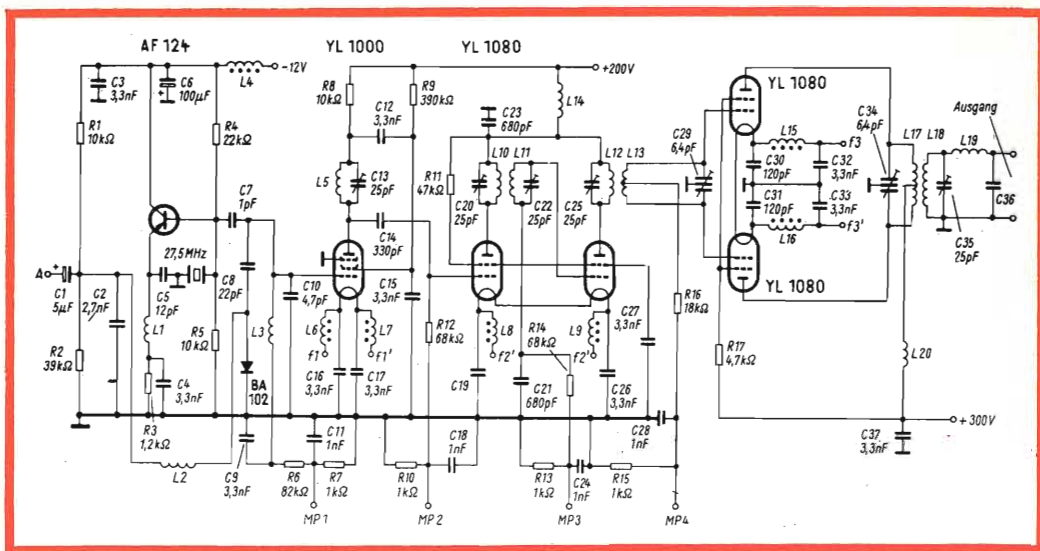



Fig. 2 - Schema elettrico del trasmettitore ad onde ultracorte modulato di fase con potenza RF d'uscita di 12 W.

DATI PER LA COSTRUZIONE DELLE BOBINE

L_1 = 42 spire, filo Cu smaltato da 0,3 mm; 6 mm Ø.

L_2 = 20 μH.

L_3 = 18 spire, filo Cu smaltato da 0,5 mm; 6 mm Ø.

L_4 = nucleo ad olla in ferroxcube S 14/8, K 3000 40 (Philips) 125 spire, filo Cu smaltato da 0,16 mm.

L_5 = 11 spire, filo Cu smaltato da 1 mm; 12 mm Ø.

L_6 = L_7 = L_8 = L_9 = 1 spira, filo Cu 0,3 avvolta su perline di ferroxcube tipo VK 210 28/3 B (Philips).

L_{10} = L_{11} = 3 spire, filo Cu smaltato da 1,5 mm; 12 mm Ø.

L_{12} = spire 1,5 filo Cu smaltato da 1,5 mm; 10 mm Ø.

L_{13} = 2 x 1,5 spire filo Cu smaltato da 1,5 mm; 10 mm Ø.

L_{14} = L_1.

L_{15} = L_{16} = L_6.

L_{17} = 2 x 2 spire, filo Cu smaltato da 1,5 mm; 10 mm Ø.

L_{18} = L_{19} = 2 spire filo Cu smaltato da 1,5 mm; 10 mm Ø.

L_{20} = 24 spire, filo Cu smaltato da 0,3 mm; 3 mm Ø.

DATI PER LA COSTRUZIONE DEL TRASFORMATORE

Trasformatore « D.C. converter » Tr = Nucleo a E in ferroxcube 3E1, esecuzione E65.

Traferro = 0,4 mm.

Avvolgimento collettore = 2 x 27,5 spire, Cu smaltato da 1,6 mm.

Avvolgimento base = 2 x 5 spire, Cu smaltato da 0,3 mm.

Avvolgimento anodico = 562 + 225 spire filo Cu smaltato da 0,3 mm.

Avvolgimento accensione YL 1080 = 3,5 spire filo Cu smaltato da 1 mm.

Avvolgimento accensione YL 1000 = 2,5 spire filo Cu smaltato da 1,2 mm.

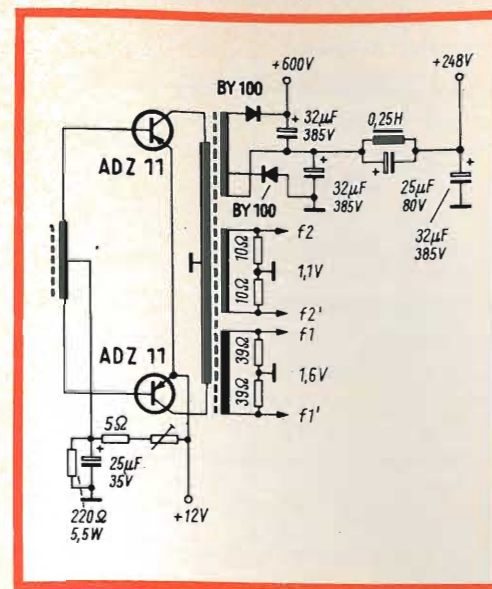



Fig. 3 - Schema elettrico del « D.C. converter »; sono previsti gli avvolgimenti per l'accensione dei filamenti delle valvole « quick heating ».

ti vengono accesi solo al momento della trasmissione tramite il commutatore trasmissione-ricezione. Nella pausa di ricezione, il trasmettitore non assorbe alcuna corrente.

Lo schema elettrico del semplicissimo modulatore è riportato in fig. 1. All'ingresso si trova un microfono a carbone M; i due successivi ASY 27 lavorano secondo il principio della tensione di alimentazione dimezzata. I loro punti di lavoro sono regolati in modo da ottenere una buona stabilizzazione contro le variazioni della temperatura. Il pilotaggio massimo richiede una tensione massima d'ingresso di 100 mV.

Il punto A del modulatore va collegato al corrispondente punto A dello schema di fig. 2, dove appunto si trova uno stadio oscillatore pilotato mediante quarzo. Questo stadio equipaggiato con il transistor AF 124 oscilla alla frequenza di 27,5 MHz. La modulazione di fase si attua nel circuito oscillante L3/C10 mediante il diodo a variazione di capacità (Varicap) BA 102. La tensione audio del modulatore varia la capacità della giunzione del diodo il quale essendo collegato in parallelo al circuito oscillante varierà corrispondentemente la frequenza e la fase della tensione RF. Nel successivo stadio amplificatore con YL 1000 si riconoscerà facilmente un circuito di neutralizzazione nella griglia schermo, il quale ha lo scopo di impedire autooscillazioni.

La tensione amplificata all'uscita di questa valvola raggiunge la valvola doppia YL 1080 la quale nel primo sistema elettrodico triplica la frequenza portandola a 82,5 MHz mentre nel secondo raddoppia quest'ultimo valore portandolo a 165 MHz.

Lo stadio in controfase anch'esso equipaggiato con la doppia valvola YL 1080 produce una potenza di uscita di 12 W sul filtro a π il quale provvede ad eliminare le indesiderate armoniche. Il valore del condensatore C_{36} dipende dal valore dell'impedenza dell'antenna; il valore esatto va trovato empiricamente.

Una variante interessante nello stadio finale consiste nell'interrompere a metà la bobina L3, collegarla di nuovo insieme mediante un condensatore di qualche nanofarad per ristabilire il circuito RF, e inserire in ciascun circuito di griglia resistori di fuga di griglia del valore di 39 kΩ; in questo modo si ottiene la regolazione automatica del punto di lavoro dei due sistemi. I punti di misura MPI. . .MP4 facilitano la messa a punto e l'accordo dei circuiti oscillanti.

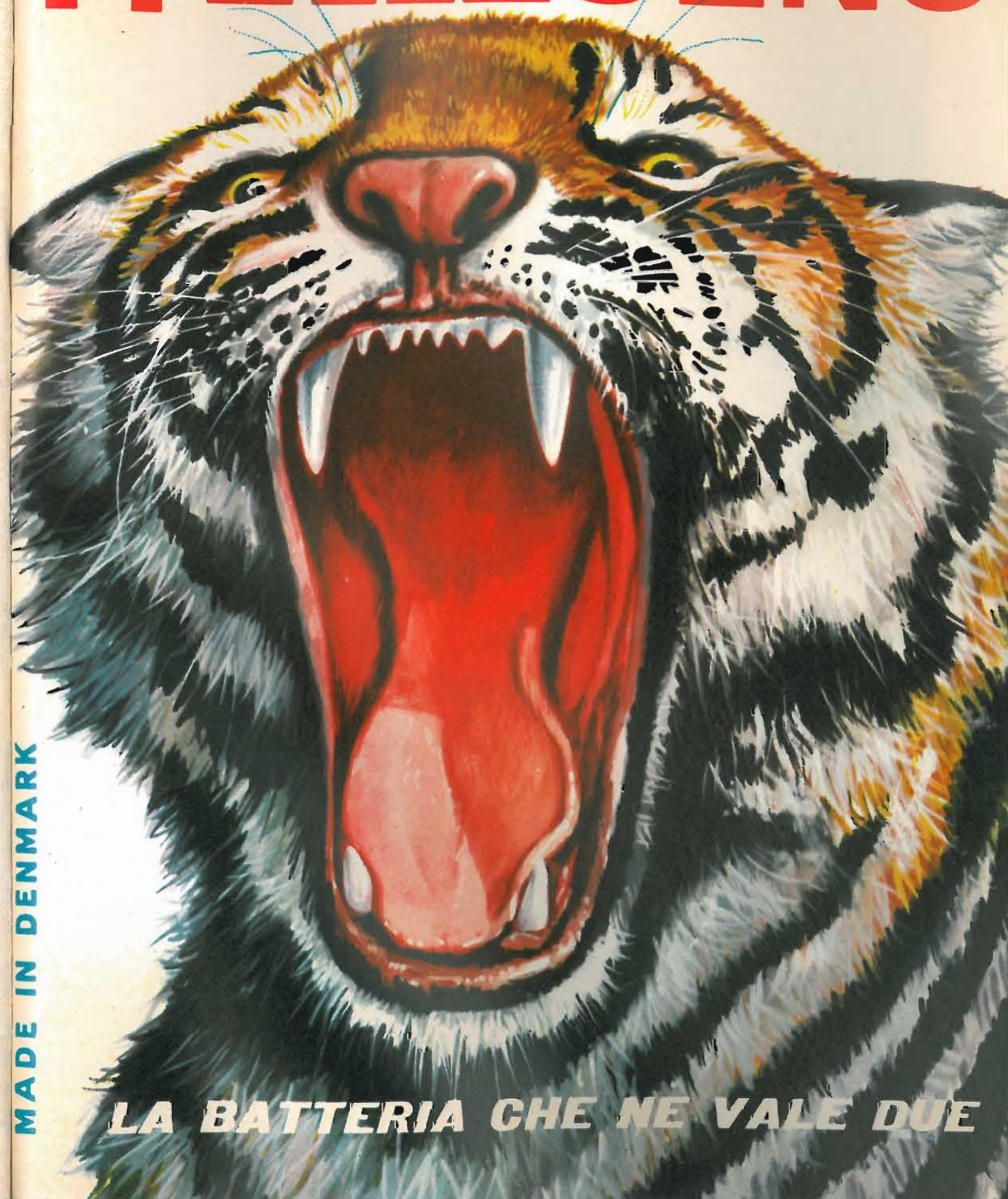
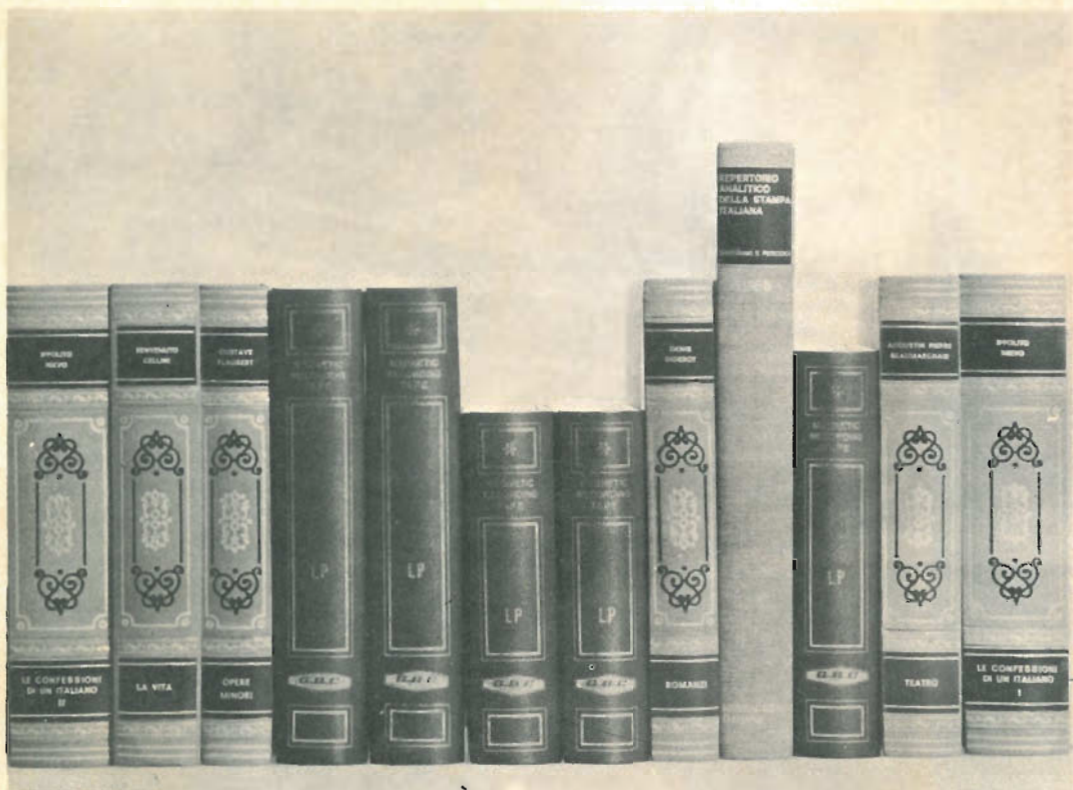
Per la corrente necessaria alle valvole trasmittenti si può usare il « D.C. converter » di fig. 3. Esso fornisce anche la corrente di accensione delle valvole « quick heating », che deve essere alternata. Siccome tale tensione non è sinusoidale, per misurarla dovrà essere usato uno strumento di misura a valore efficace. In mancanza di un tale strumento si può effettuare la misura paragonando la luminosità di una lampadina accesa dalla corrente delle « quick heating » con un'altra lampadina accesa dal valore richiesto di corrente continua o sinusoidale.

(Da « Funkschau »)

L. C.

TIPI EUROPEI

Pollici	Tipo	Defl.ne	Focalizzazione	V.f.	I.f.	Zoccolo	Originale	Case	PREZZO LISTINO
11″	A28-10W	90°	Elettrostatico	11	0,06	8HR	A28-10W	Philips	26.000
11″	A28-13W	90°	Magnetico	11	0,06	8HR	A28-13W	»	26.000
11″	A28-14W	90°	Elettrostatico	11	0,06	8HR	A28-14W	»	26.000
14″	AW36/80	90°	Elettrostatico	6,3	0,3	12AJ	AW36/80	»	24.000
14″	MW36/44	70°	Magnetico	6,3	0,3	—	MW36/44	»	26.500
17″	AW43/80	90°	Elettrostatico	6,3	0,3	12 L.	AW43/80	» Renotron	23.200 18.000
17″	AW43/88	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	AW43/88	» Renotron	23.200 18.000
17″	MW43/64	70°	Magnetico	6,3	0,3	—	MW43/64	» Renotron	23.200 18.000
17″	MW43/69	70°	Magnetico	6,3	0,3	12 N.	MW43/69	» Renotron	23.200 18.000
19″	A47/11W	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	A47-11W	»	30.500
19″	A47-14W	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	A47-14W	»	24.200
19″	AW47/91	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	AW47/91	»	24.200
o 19″	19CWP4	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	19CWP4	»	42.000
21″	AW53/80	90°	Elettrostatico	6,3	0,3	12AJ	AW53/80	» Renotron	28.000 25.000
21″	AW53/88	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	AW53/88	» Renotron	26.000 24.000
21″	AW53/89	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	AW53/89	» Renotron	26.000 24.000
21″	MW53/20	70°	Magnetico	6,3	0,3	12 N.	MW53/20	»	39.500
21″	MW53/80	90°	Elettrostatico	6,3	0,3	12 N.	MW53/80	» Renotron	28.000 25.000
23″	A59/11W	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	A59-11W	»	36.000
23″	A59-15W	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	A59-15W	»	28.000
o 23″	A59/16W	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	A59-16W	»	45.000
23″	AW59/90	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	AW59/90	»	28.000
23″	AW59/91	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	AW59/91	»	28.000
o 23″	23DGP4	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	23DGP4	»	45.000
25″	A65/11W	110°	Elettrostatico	6,3	0,3	8HR	A65-11W	»	54.000

(o) Tipi «BONDED»

Anche in Italia la

presenta il nuovo Album Porta Nastri

La G.B.C. ha immesso sul mercato una elegantissima confezione per l'archivio e la conservazione dei nastri magnetici. Essa può trovar degno posto nelle librerie per la sua raffinata fattura, del tutto simile ad un libro di pregio. Tale confezione è stata creata per contenere le bobine da: **3" - 5" - 5"3/4 - 7"**.